

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

Escuela Politécnica Superior
Departamento de Tecnología Electrónica



TESIS DOCTORAL

**CONTRIBUCIÓN AL DESARROLLO DE SENSORES Y
SISTEMAS SINTONIZABLES ELÉCTRICAMENTE
BASADOS EN CRISTAL LÍQUIDO PARA APLICACIONES
EN LA INDUSTRIA AEROESPACIAL**

Autor:

Carlos Marcos Lucas

Director:

José Manuel Sánchez Pena

Leganés, Madrid, septiembre de 2011

TESIS DOCTORAL

**CONTRIBUCIÓN AL DESARROLLO DE SENSORES Y
SISTEMAS SINTONIZABLES ELÉCTRICAMENTE
BASADOS EN CRISTAL LÍQUIDO PARA APLICACIONES
EN LA INDUSTRIA AEROESPACIAL**

Autor: Carlos Marcos Lucas
Director: José Manuel Sánchez Pena

El tribunal, nombrado por el Magfco. y Excmo. Sr. Rector de la Universidad Carlos III de Madrid,

	Firma
Presidente:	
Vocal:	
Vocal:	
Vocal:	
Secretario:	

acuerda la calificación de : _____

Leganés, de de

ÍNDICE

ÍNDICE	I
LISTA DE FIGURAS	V
LISTA DE TABLAS	IX
ACRÓNIMOS.....	XI
RESUMEN.....	XIII
ABSTRACT	XV
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 LA INDUSTRIA AEROESPACIAL.....	1
1.2 MARCO EUROPEO DE LA INDUSTRIA AEROESPACIAL.....	2
1.2.1 Relevancia Económica y Particularidades de la IA.....	2
1.2.2 La IA en España: Algunos Datos Relevantes.....	6
1.3 SENSORES.....	10
1.3.1 Sensores Fotónicos.....	10
1.4 DISPOSITIVOS SINTONIZABLES ELÉCTRICAMENTE	12
1.5 MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS CONCRETOS.....	13
1.6 BIBLIOGRAFÍA	16
2. SISTEMA OPTOELECTRÓNICO DE MEDIDA DE LA VELOCIDAD DE PROYECTILES SOBRE ESTRUCTURAS AERONÁUTICAS.....	21
2.1 INTRODUCCIÓN	21
2.2 ANTECEDENTES Y OBJETIVOS	22
2.3 SISTEMA PROPUESTO: CONFIGURACIÓN Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	27
2.4 RESULTADOS Y DISCUSIÓN.	34
2.5 CONCLUSIONES	37
2.6 BIBLIOGRAFÍA	39
3. SENSOR DE MEDIDA DE VELOCIDAD DEL AIRE PARA TÚNEL DE VIENTO BASADO EN EL DESPRENDIMIENTO DE VÓRTICES UTILIZANDO FIBRA ÓPTICA DE PLÁSTICO.....	43
3.1 INTRODUCCIÓN	43
3.2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	46
3.2.1 Medidor de velocidad basado en la frecuencia de desprendimiento de vórtices.....	46
3.2.2 Medidor de velocidad basado en la amplitud a la frecuencia natural de vibración..	48
3.3 MONTAJE EXPERIMENTAL	50
3.3.1 Montaje para el medidor de velocidad basado en la frecuencia de desprendimiento de vórtices.....	51

3.3.2	<i>Montaje para el medidor de velocidad basado en la medida de amplitud a la frecuencia natural de vibración.....</i>	<i>51</i>
3.4	RESULTADOS EXPERIMENTALES	52
3.4.1	<i>Resultados experimentales del medidor de velocidad basado en la frecuencia de desprendimiento de vórtices.....</i>	<i>53</i>
3.4.2	<i>Resultados experimentales del medidor de velocidad basado en la amplitud a la frecuencia natural de vibración.....</i>	<i>55</i>
3.5	CONCLUSIONES	57
3.6	BIBLIOGRAFÍA	59
4.	CONVERTIDOR TEMPERATURA-FRECUENCIA BASADO EN UN DISPOSITIVO DE CRISTAL LÍQUIDO	63
4.1	INTRODUCCIÓN	63
4.2	DISPOSITIVO DE CL COMO TRANSDUCTOR DE TEMPERATURA	64
4.3	DISEÑO DEL SISTEMA Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	67
4.4	IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA	71
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTALES	72
4.6	CONCLUSIONES	75
4.7	BIBLIOGRAFÍA	76
5.	RESONADOR SERIE Y PARALELO SINTONIZABLES BASADOS EN CÉLULA DE CRISTAL LÍQUIDO NEMÁTICO	79
5.1	INTRODUCCIÓN	79
5.2	MONTAJE EXPERIMENTAL	80
5.3	CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE UN DISPOSITIVO DE CL	82
5.4	RESONADOR PARALELO SINTONIZABLE.....	84
5.4.1	<i>Análisis teórico del resonador paralelo sintonizable</i>	<i>85</i>
5.4.2	<i>Resultados experimentales del resonador paralelo sintonizable.....</i>	<i>86</i>
5.4.3	<i>Simulación del resonador paralelo sintonizable basado en CLN</i>	<i>87</i>
5.4.4	<i>Resultados de resonador paralelo sintonizable basado en CLN</i>	<i>88</i>
5.5	RESONADOR SERIE SINTONIZABLE.....	89
5.5.1	<i>Análisis teórico del resonador serie sintonizable.....</i>	<i>90</i>
5.5.2	<i>Resultados experimentales del resonador serie sintonizable.....</i>	<i>91</i>
5.5.3	<i>Simulación del resonador serie sintonizable basado en CLN.....</i>	<i>92</i>
5.5.4	<i>Resumen de los resultados de resonador serie sintonizable basado en CLN.....</i>	<i>93</i>
5.6	CONCLUSIONES	93
5.7	BIBLIOGRAFÍA	94
6.	LAZO ENGANCHADO EN FASE CON OSCILADOR CONTROLADO POR TENSIÓN BASADO EN CRISTAL LÍQUIDO NEMÁTICO.....	97
6.1	INTRODUCCIÓN	97
6.2	INTRODUCCIÓN A LOS PLL	98

6.3	PLL BASADO EN DISPOSITIVO DE CL	100
6.4	RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL PLL BASADO EN CL	105
6.5	CONCLUSIONES	108
6.6	BIBLIOGRAFÍA	110
7.	DISPOSITIVOS SINTONIZABLES BASADOS EN CRISTAL LÍQUIDO PARA APLICACIONES EN EL RANGO DE LAS MICROONDAS	113
7.1	INTRODUCCIÓN	113
7.2	DISPOSITIVO DE FASE SINTONIZABLE BASADO EN CL	114
7.2.1	<i>Metodología</i>	115
7.2.2	<i>Sistema de Caracterización</i>	118
7.2.3	<i>Resultados de Caracterización de la Fase</i>	119
7.3	FILTRO DE BANDA ELIMINADA SINTONIZABLE BASADO EN CL	121
7.3.1	<i>Configuración del filtro sintonizable</i>	122
7.3.2	<i>Resultados experimentales del filtro banda eliminada</i>	126
7.4	CONCLUSIONES	129
7.5	BIBLIOGRAFÍA	131
8.	CONCLUSIONES, TRABAJOS FUTUROS Y DIFUSIÓN Y TRANSFERENCIA DE RESULTADOS	135
8.1	CONCLUSIONES	136
8.1.1	<i>Conclusiones relativas al desarrollo de sensores</i>	136
8.1.2	<i>Conclusiones relativas al desarrollo de sistemas sintonizables basados en CL</i>	137
8.2	TRABAJOS FUTUROS	139
8.3	DIFUSIÓN Y TRANSFERENCIA DE RESULTADOS	140

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Desglose de Facturación de la UE Industria Aeroespacial por segmento de producto en 2006 (en %). Fuente ASD, Annual Report 2006.	4
Figura 1.2. Niveles de cualificación de los empleados en la Industria Aeroespacial de la UE en 2007 (en %). Fuente ASD, Annual Report 2007.	5
Figura 1.3. Tendencias de la producción de los principales países de la IA de la Unión Europea, a precios constantes de 2006. Fuente: Eurostat.	5
Figura 1.4. Número de empresas de la IA por tamaño (nº de empleados) en 2006 en los principales países de la UE. Fuente: Comtrade (Nota: Los datos de Reino Unido son de Eurostat debido a la falta de datos de Comtrade para dicho país)	6
Figura 1.5. El volumen de negocios de la IA española por sector: civil y militar. Fuente ATECMA 2008.	7
Figura 1.6. Clusters tecnológicos de la IA en España. Fuente Plataforma Aeroespacial Española, 2008.	9
Figura 1.7. Esquema genérico de un sensor fotónico [Higuera-2000].	11
Figura 1.8. Antena reflectorray reconfigurable con CL nemático [Moessinger-2006].	13
Figura 2.1. Configuración del sistema óptico de medida de velocidad de proyectiles ...	27
Figura 2.2. Esquema del sistema con las barreras ópticas, el proyectil y la estructura bajo test.	28
Figura 2.3. Variación de la velocidad Δv respecto de la velocidad inicial v_0 respecto de la distancia recorrida por el proyectil.	30
Figura 2.4. Diagrama completo del sistema de medición de velocidad media de proyectiles incluyendo todas sus unidades funcionales.	30
Figura 2.5. Unidad de acondicionamiento de la señales del sensor.	32
Figura 2.6. Izquierda: Pantalla de visualización de mensajes instalada en el sistema de medición de velocidad. Derecha: Imagen del programa instalado en el ordenador remoto.	32
Figura 2.7. Diagrama de flujo simplificado del funcionamiento del sistema.	33
Figura 2.8. Precisión teórica en la medida de la velocidad media respecto de la velocidad del proyectil cuando el sistema está funcionando con dos barreras.	35
Figura 2.9. Precisión experimental y error de la medida frente a la velocidad simulada.	36
Figura 2.10. Fotografía del sistema de medición de velocidad de proyectiles para ensayos de impacto sobre estructuras aeronáuticas y aeroespaciales.	37

Figura 3.1. Fenómeno atmosférico de desprendimiento de los vórtices de Kármán formados por un frente de nubes a su paso por las Islas Canarias [web-2010].....	44
Figura 3.2. Oscilación causada en una fibra de plástico por el desprendimiento de vórtices cuando la fibra está transversal a la dirección del flujo fluido.	47
Figura 3.3. Vibración causada en una fibra de plástico por el impacto de los vórtices desprendidos desde el cilindro situado <i>aguas arriba</i>	48
Figura 3.4. Montaje experimental para los medidores de velocidad de aire basados en fibra óptica de plástico en el túnel de viento.	50
Figura 3.5. Montaje experimental real implementado con uno de los medidores de flujo basados en fibra óptica de plástico.	53
Figura 3.6. Frecuencias de desprendimiento de los vórtices obtenidas con el medidor de flujo basado en fibra GIPOF.....	54
Figura 3.7. Frecuencia de desprendimiento de vórtices medida experimentalmente frente a la velocidad del flujo. La línea punteada representa la predicción teórica de Strouhal.....	55
Figura 3.8. Potencia de la señal recibida en función de la frecuencia.	55
Figura 3.9. Variación experimental de la amplitud medida a la frecuencia natural de la fibra frente a la velocidad media del aire.	56
Figura 4.1. Estructura básica y principio de funcionamiento de un dispositivo del CL homogéneamente alineado.....	65
Figura 4.2. Dependencia de la permitividad dieléctrica con la temperatura en un material CL nemático positivo $\epsilon_{r,\parallel} > \epsilon_{r,\perp}$	66
Figura 4.3. (a) Circuito oscilador multivibrador. (b) Circuito multivibrador con dispositivo monópíxel de CL nemático.	67
Figura 4.4. (a) Célula de CL monópíxel utilizada en el convertidor T-f. (b) Circuito eléctrico equivalente del dispositivo de CL nemático.	69
Figura 4.5. Valores experimentales de los elementos del circuito eléctrico equivalente para el dispositivo de CL nemático utilizado.	69
Figura 4.6. Montaje experimental implementado para validar el sensor de temperatura basado en un dispositivo de CL.	71
Figura 4.7. Montaje experimental implementado para verificar el conversor de temperatura-frecuencia basado en CL nemático.	72
Figura 4.8. Variación de la frecuencia en función de la temperatura aplicada al transductor de CL nemático para distintos valores de polarización.	73
Figura 4.9. Dependencia de la frecuencia de salida con la temperatura para una tensión de polarización de 6 V _{rms}	74
Figura 4.10. Respuesta del conversor frecuencia-temperatura con: (a) ajuste lineal y (b) ajuste polinómico de orden dos.	75

Figura 5.1. Pletina calefactora programable LTS-350E de Linkam utilizada para mantener la célula de CLN a temperatura constante.	81
Figura 5.2. Analizador de impedancias Solartron 1260.	81
Figura 5.3. Magnitud y fase de la impedancia del dispositivo de CLN.	82
Figura 5.4. Circuito eléctrico equivalente para la célula de CLN.	83
Figura 5.5. Resonador paralelo ideal LC.	84
Figura 5.6. Resonador paralelo sintonizable basado en dispositivo de CLN.	85
Figura 5.7. Medidas experimentales de la impedancia compleja del resonador paralelo sintonizable basado en dispositivo de CLN.	87
Figura 5.8. Comparación entre los resultados experimentales y de simulación para la magnitud y la fase del resonador paralelo sintonizable.	88
Figura 5.9. Resonador serie ideal LC.	89
Figura 5.10. Resonador serie sintonizable basado en dispositivo de CLN.	90
Figura 5.11. Medidas experimentales de la impedancia compleja del resonador serie sintonizable basado en dispositivo de CLN.	91
Figura 5.12. Comparación entre los resultados experimentales y de simulación para la magnitud y la fase del resonador serie sintonizable.	92
Figura 6.1. Esquema de bloques general de un PLL.	98
Figura 6.2. Circuito PLL implementado con los valores de los componentes.	102
Figura 6.3. Medida experimental de la impedancia compleja del dispositivo de CL utilizado para implementar el PLL.	104
Figura 6.4. Circuito eléctrico equivalente del dispositivo de CL y tabla resumen de los valores de la capacidad equivalente.	105
Figura 6.5. Montaje experimental para determinar el Margen de Enganche del PLL.	106
Figura 6.6. Margen de Enganche medido experimentalmente para el PLL implementado.	106
Figura 6.7. Montaje experimental en el que el PLL funciona como demodulador de una señal previamente modulada en FM.	107
Figura 6.8. Señal demodulada recuperada por el PLL para distintas frecuencias de modulación: a) 500Hz, b) 1kHz, c) 2kHz, d) 3kHz, e) 4kHz and f) 5kHz..	108
Figura 7.1. Sección transversal del dispositivo construido.	116
Figura 7.2. Detalle del plano de masa, del separador y de la línea <i>microstrip</i>	116
Figura 7.3. Distintas vistas del retardador de fase sintonizable implementado con tecnología basada en CL.	117
Figura 7.4. Variación de la fase respecto a la frecuencia obtenida en simulación considerando $\epsilon_{r\perp}$ (línea continua) y $\epsilon_{r\parallel}$ (línea discontinua) entre 9 y 11 GHz. La diferencia entre ambas es el desfase máximo.	118
Figura 7.5. Montaje para la medida del desfasador de cristal líquido mediante el analizador de redes.	119

Figura 7.6. Variación de la diferencia de fase respecto del voltaje DC de polarización aplicado. 119

Figura 7.7. Variación de la diferencia de fase respecto del voltaje AC de polarización aplicado. 120

Figura 7.8. Estructura *microstrip* de un filtro de banda eliminada o *notch* tipo *spurline*. 122

Figura 7.9. Detalle del plano de masa, separador y filtro *spurline*. 124

Figura 7.10. Dimensiones del filtro banda eliminada. 124

Figura 7.11. Distribución de líneas de campo eléctrico (E) y magnético (H) en la estructura *microstrip* invertida. 125

Figura 7.12. Variación de la frecuencia de la banda de rechazo obtenida en simulación. 126

Figura 7.13. Montaje experimental de caracterización del filtro elimina-banda basado en CL..... 127

Figura 7.14. Respuesta experimental del filtro elimina-banda basado en CL para diferentes tensiones de polarización. 127

Figura 7.15. Frecuencia central de la banda de rechazo del filtro frente al voltaje de polarización del dispositivo basado en CL. 128

LISTA DE TABLAS

Tabla I. Valores de los componentes del CEE del dispositivo monopíxel de CLN.....	83
Tabla II. Comparativa entre los resultados de simulación y teóricos del resonador paralelo sintonizable basado en CLN.....	89
Tabla III. Resumen comparativo entre los resultados de simulación y teóricos del resonador serie sintonizable basado en CLN.....	93

ACRÓNIMOS

AC	Alternating Current, Corriente alterna
ADPLL	All Digital Phase Locked Loop, Lazo Enganchado en Fase Totalmente Digital
CDMA	Code Division Multiple Access, Acceso múltiple por división de código
CDTI	Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial
CEE	Circuito Eléctrico Equivalente
CENIT	Consortios Estratégicos Nacionales en Investigación Técnica
CL	Cristal Líquido
CLN	Cristal Líquido Nemático
CLNT	Cristal Líquido Nemático Torsionado
CM	Comunidad de Madrid
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor, Semiconductor complementario de óxido metálico
CRT	Cathode Ray Tube, Tubo de Rayos Catódicos
DC	Direct Current, Corriente continua
DPLL	Digital Phase Locked Loop, Lazo Enganchado en Fase Digital
E/O	Eléctrico/Óptico
EI	Espectroscopía de Impedancia
FM	Frequency Modulated, Frecuencia Modulada
FOS	Sensor de Fibra Óptica
GDAF	Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas
GIPOF	Fibra óptica de plástico de índice gradual
I+D	Investigación y Desarrollo
IA	Industria Aeroespacial
ITO	Indium tin oxide, óxido de indio y estaño
LCD	Liquid Crystal Display, Pantalla de Cristal Líquido
LEGATEC	Parque Leganés Tecnológico
LPLL	Linear Phase Locked Loop, Lazo Enganchado en Fase Analógico
MEMS	Microelectromechanical Systems, Sistemas Microelectromecánicos
MITYC	Ministerio de Industria, Turismo y Comercio
MMF	Multi Mode Fiber, Fibra multimodo
MW	MicroWave, Microondas
PD	Phase Detector, Comparador de Fase
PIB	Producto Interior Bruto
PLL	Phase Locked Loop, Lazo Enganchado en Fase
PMMA	Polimetilmetacrilato

POF	Plastic Optic Fiber, Fibra Óptica de Plástico
PWM	Pulse Width Modulation, modulación por ancho de pulsos
RF	Radio Frecuencia
SDMA	Space Division Multiple Access, Acceso múltiple por división de espacio
SMF	Single Mode Fiber, Fibra monomodo
TDMA	Time Division Multiple Access, Acceso múltiple por división de tiempo
UC3M	Universidad Carlos III de Madrid
UE	Unión Europea
UPM	Universidad Politécnica de Madrid
VCO	Voltage Controlled Oscillator, Oscilador Controlado por Tensión
VLJ	Very Light Jet, Avión muy ligero

RESUMEN

El objetivo de este trabajo es contribuir al desarrollo de nuevos dispositivos en dos líneas de investigación con aplicación inmediata en la industria aeroespacial: los sensores y los sistemas sintonizables eléctricamente.

Por lo que respecta a la línea de los sensores, se han diseñado, construido y caracterizado experimentalmente tres tipos de sensores: (i) sensor optoelectrónico de medida de velocidad de proyectiles; (ii) sensor basado en fibra óptica de plástico – implementado en dos configuraciones diferentes- de medida de velocidad de flujo de aire y, (iii) sensor de temperatura basado en una configuración de un circuito electrónico (oscilador saturado) que permite la conversión directa temperatura-frecuencia.

En cuanto a la línea de los sistemas sintonizables eléctricamente, se han diseñado, construido y caracterizado experimentalmente tres tipos de dispositivos operando a diferentes frecuencias de trabajo. Por una parte, se han desarrollado dos tipos de resonadores (serie y paralelo) pasivos basados en la utilización de dispositivos cristal líquido (CL) como capacidad variable eléctricamente. Estos sistemas pueden operar a frecuencias RF (típicamente entre kHz-MHz) en función de la geometría y parámetros tecnológicos del dispositivo CL usado.

Adicionalmente, se ha desarrollado un sistema más complejo muy útil en sistemas de comunicaciones denominado bucle enganchado en fase (PLL). Este sistema está basado en la utilización de un bloque funcional VCO el cual está integrado por una célula de CL que actúa también como capacidad variable electrónicamente. Este sistema completo ha sido implementado y aplicado a un caso práctico demostrando la viabilidad del PLL desarrollado.

Finalmente, se han diseñado, implementado y caracterizado varios dispositivos sintonizables eléctricamente trabajando a frecuencias de microondas (GHz): (i) un retardador de fase y, (ii) un filtro banda eliminada (filtro notch). Ambos dispositivos utilizan el material CL como dieléctrico variable (mediante una tensión de control externa) de una estructura guíaonda.

Este trabajo de tesis se articula en 8 capítulos. Inicialmente, en el capítulo I se describe el marco actual de la industria aeroespacial tanto a nivel internacional como nacional. A continuación, en los capítulos II, III y IV se describirán el diseño, implementación y verificación funcional del sensor medidor de la velocidad de proyectiles, el sensor de medida de velocidad de flujo de aire y del sensor de temperatura, respectivamente. El capítulo V se dedica al estudio de las dos configuraciones implementadas de resonadores pasivos basados en dispositivos CL

actuando como capacidades variables eléctricamente. El capítulo VI está centrado en el estudio y las aplicaciones de un sistema PLL basado en un VCO que incluye también un dispositivo CL actuando como capacidad variable. El capítulo VII se dedica al estudio y caracterización de los dispositivos de microondas desarrollados, comprobando experimentalmente su correcto funcionamiento en los límites previstos.

El documento finaliza con el capítulo VIII dedicado a las conclusiones más relevantes y a los trabajos futuros.

ABSTRACT

The aim of this thesis is to contribute to the development of new devices in two lines of research with immediate application in the aerospace industry: sensors and electrically tunable systems.

Regarding to the line of sensors, three types of sensors are designed, built and experimentally characterized: (i) an optoelectronic sensor for measuring the projectile velocity, (ii) a sensor based on plastic optical fiber - implemented in two configurations- to measure the air flow speed, and (iii) a temperature sensor based on a configuration of an electronic circuit (oscillator saturated) which allows temperature-frequency direct conversion.

With regard to the line of electrically tunable systems, three types of devices operating at different frequencies have been designed, built and experimentally characterized. On the one hand, we have developed two types of resonators (serial and parallel) based on passive devices using liquid crystal (LC) as a electrically variable capacitor. These systems can operate at RF frequencies (typically in the range of kHz-MHz) depending on geometry and technological parameters of the device CL used.

Additionally, a more complex system very useful in communications systems known called as phase locked loop (PLL) has been also developed. This system is based on the use of a functional block VCO that consists of a LC cell behaving as an electronically variable capacity. This electronic system has been implemented and applied to a practical case demonstrating the viability of the PLL device developed.

Finally, two electrically tunable devices operating at microwave frequencies (GHz range) have been designed, implemented and characterized: (i) a phase retarder, and (ii) a notch filter. Both devices use the LC material as a tunable dielectric of a waveguide structure by using an external control voltage.

This thesis is divided into 8 chapters. Initially, Chapter I describes the current framework for the aerospace industry both internationally and domestically. Then, in Chapters II, III and IV, will describe the design, implementation and functional verification of the sensor for measuring the projectile speed, the sensor for measuring air flow rate and temperature sensor, respectively. Chapter V is devoted to the study of two configurations of resonators implemented with passive devices based on LC cells behaving as electrically variable capacitors. Chapter VI focuses on the study and application of a PLL system based on a VCO that includes a LC device as a variable capacitor. Chapter VII is devoted to the study and characterization of microwave devices developed verifying proper operation within the limits prescribed.

The thesis concludes with the chapter VIII dedicated to the most relevant conclusions and future work.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1 LA INDUSTRIA AEROESPACIAL

La industria aeronáutica y espacial tiene como objetivo principal diseñar y construir vehículos de cualquier naturaleza que puedan trasladarse de forma dirigida por encima de la superficie terrestre, es decir, esencialmente aviones, helicópteros, misiles y lanzaderas de satélites, así como satélites, plataformas espaciales, etc. Estos vehículos se caracterizan por la ligereza y la resistencia de su estructura, la potencia de su motorización y la agilidad de su conducción [Industria-2000]. La base tecnológica de la que proceden abarca disciplinas como la aerodinámica, resistencia de materiales, termodinámica y electrónica, entre otras, produciéndose grandes sinergias entre sí.

La Industria Aeroespacial (IA) española viene experimentando una expansión sostenida, aunque en un entorno de incertidumbres, y representa aproximadamente el 2,5% del sector europeo. Actualmente se encuentra situada en los primeros puestos en Europa, con una inversión del 15% de su facturación en tareas de I+D y 6.000 investigadores y tecnólogos empleados en estas actividades, lo que implica que ha

mantenido su tendencia de crecimiento progresivo incluso durante los tiempos de crisis [Garmendia 2011]. En España, en 2009, la inversión en I+D de la industria de la aviación alcanzó la cifra de 784 millones de euros, frente a los 509 millones del año anterior, de acuerdo a los últimos datos oficiales. Por tanto, es innegable el carácter estratégico del sector aeronáutico, que sólo en Europa genera actualmente más de 400.000 empleos directos, de los que alrededor de 35.000 corresponden a España.

Actualmente, a nivel europeo, destacan por su tamaño y cuota de mercado cuatro grupos de talla mundial: EADS, BAe Systems, Thalès y Finmeccanica [Irwin-2004]. La creación de EADS entre Francia, Alemania y España ha dado lugar al tercer grupo mundial, liderando en algunos casos nichos de mercado concretos. Se trata, por tanto, de un conglomerado multinacional asentado sobre las aplicaciones militares y civiles de las técnicas aeroespaciales, y abierto a cooperaciones posibles tanto con empresas europeas como americanas o de otros continentes. La principal baza esgrimida por las distintas compañías con vistas a su participación en el desarrollo de nuevos productos aeronáuticos en el ámbito europeo o mundial, se centra básicamente en la especialización en ciertas partes, sistemas y componentes. De esta manera la inversión en investigación y desarrollo tecnológico (I+D) constituye un factor decisivo para la consecución del objetivo mencionado.

1.2 MARCO EUROPEO DE LA INDUSTRIA AEROESPACIAL

Aunque ya se esbozaron algunos números sobre la importancia de la Industria Aeroespacial tanto a nivel nacional como europeo, se darán a continuación algunas claves, escenarios actuales y perspectivas futuras de esta industria tanto en el ámbito de la Unión Europea (UE) como a nivel nacional.

1.2.1 RELEVANCIA ECONÓMICA Y PARTICULARIDADES DE LA IA

El sistema europeo de transporte aéreo se compone de una flota de unos 5 000 aviones, y mueve alrededor de 1000 millones personas por año. El sector contribuye aproximadamente con 500 mil millones de euros al PIB de la UE y emplea a 3,1 millones de personas, lo que representa 1,9% del total de empleos de la UE. Las exportaciones de la aeronáutica la industria representan el 60% del volumen de negocio, generando un superávit comercial de 2,2 mil millones de euros.

La IA debe operar en una perspectiva a largo plazo de 20 a 30 años. En consecuencia, el marco normativo que se establece hoy en día y los respectivos recursos asignados determinan las perspectivas y el desempeño de esta industria en las próximas décadas [Esposito-2006].

Para poder entender la competitividad de la IA se necesita conocer las particularidades de este sector muy especial. Estas influyen fuertemente en la

estructura y evolución de la organización de la producción, la localización de la industria y las relaciones gobiernos-industrial [DGEU- 2007]. Los siete puntos siguientes describen las peculiaridades de la Industria Aeroespacial [EESC-2009].

a) Alto nivel tecnológico

El alto nivel tecnológico de las configuraciones de las aeronaves actuales y su tecnología subyacente implica que cualquier ligera mejora en la tecnología se obtiene a través de grandes esfuerzos y un fuerte aumento en el costo final del vehículo. Por otra parte, una pequeña variación errónea de la tecnología y/o el precio implica unas enormes pérdidas financieras. Existe, por tanto, un riesgo muy alto cuando se realiza un posicionamiento incorrecto en la matriz tecnológica. Las empresas tratan de reducir estos riesgos a través de la colaboración y acuerdos de cooperación con otras empresas incluidos los que podrían ser los posibles competidores.

b) Complejidad tecnológica

La compleja naturaleza de un avión es una barrera a la innovación, ya que implica pocas posibilidades de control de todas las tecnologías y las interdependencias entre ellas. En general, las empresas concentran sus conocimientos en áreas específicas para empujar la frontera tecnológica. La fabricación de un avión, por lo tanto, implica la necesidad de desarrollar un sistema de relaciones entre empresas especializadas.

c) Altos y crecientes costos de desarrollo

A finales de los años ochenta, algunos autores estimaron que los costes de desarrollo de una nueva generación de aviones alcanzarían los 10 mil millones de dólares americanos. Para reducir el alto desarrollo y los costes de gestión y reducir los riesgos financieros, las empresas crean un intenso período de pre-proyecto para identificar los socios más adecuados para el trabajo colaborativo.

d) El punto de equilibrio largo plazo-mercados pequeños

No hay ningún país en el mundo capaz de absorber en su mercado interior, el número de aviones necesarios para alcanzar el umbral de equilibrio, lo que aseguraría la rentabilidad de un solo fabricante. Además, muchos gobiernos imponen barreras directas e indirectas sobre la adquisición de aviones por lo que no es posible que se fabriquen con la sola contribución de las empresas locales. Los grandes fabricantes tratan de superar estas barreras de mercado llegando a acuerdos con empresas de diferentes países en el proceso de producción.

e) Flujo de caja problemático

La industria aeroespacial se caracteriza por fuertes inversiones iniciales y la vida excepcionalmente larga del programa, que conducen a un perfil de flujo de caja muy problemático.

f) Interdependencias entre los mercados civil y de defensa

Los mercados militares siguen su propia lógica, ya que los estados son, por lo general, quienes cubren los costes de desarrollo de los nuevos productos, lo que conduce a un riesgo mucho menor para las empresas involucradas. Incluso si las aplicaciones a nivel de sistema no son muy comunes, las compañías respectivas se benefician fuertemente de los desarrollos más recientes en los mercados civiles.

g) Industria estratégica

Desde sus primeros días la Industria Aeroespacial se ha visto como un sector de importancia estratégica de la economía. El apoyo gubernamental y la protección del mercado siempre han sido instrumentos para la organización interna y la financiación de la industria. Hoy en día los esfuerzos para mantener este sector de alta tecnología y altos salarios en los países se ha convertido cada vez más importante a la luz de la globalización y la división del trabajo que acompaña el entorno de la IA.

A continuación se ofrecen algunos datos estadísticos referidos a la Industria Aeroespacial y que tienen como último año de referencia el 2006 ó 2007. Aunque pueda parecer que estos datos están un poco obsoletos, los cambios en la IA son tan lentos (tanto por el entorno legislativo, como por las entramados e interrelaciones entre los ámbitos civil y militar, etc.) que podemos considerarlos válidos a fecha de hoy en buena medida.

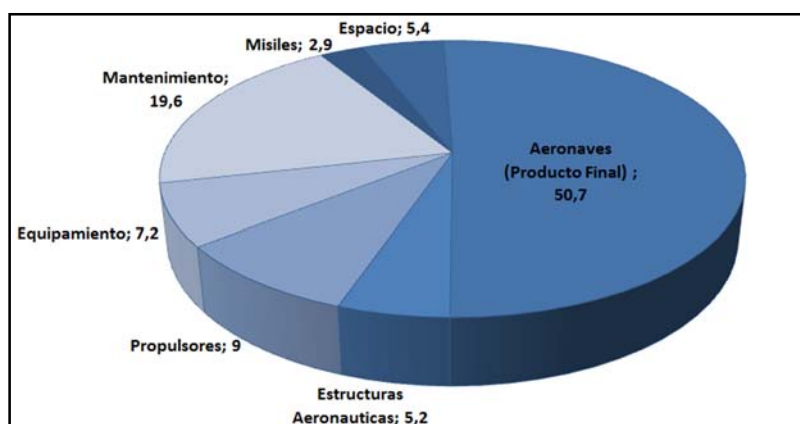


Figura 1.1. Desglose de Facturación de la UE Industria Aeroespacial por segmento de producto en 2006 (en %). Fuente ASD, Annual Report 2006.

Por lo que respecta a la distribución de la IA europea, la Figura 1.1 describe los sectores de negocio más importantes de la misma.

La Figura 1.2 presenta la composición de la plantilla de los empleados en la industria aeroespacial europea por su nivel de cualificación de acuerdo con la CIA. Alrededor de 1/3 de los empleados tienen formación universitaria superior (graduados), 1/3 son obreros y 1/3 restante lo conforman los técnicos, dibujantes, personal auxiliar, etc.

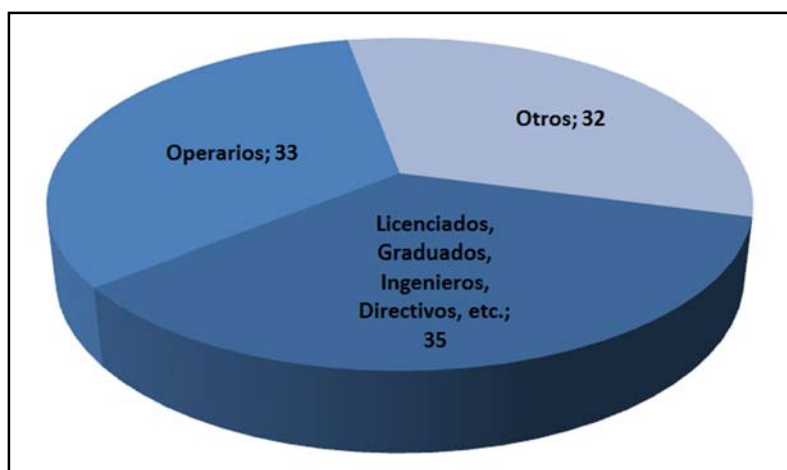


Figura 1.2. Niveles de cualificación de los empleados en la Industria Aeroespacial de la UE en 2007 (en %). Fuente ASD, Annual Report 2007.

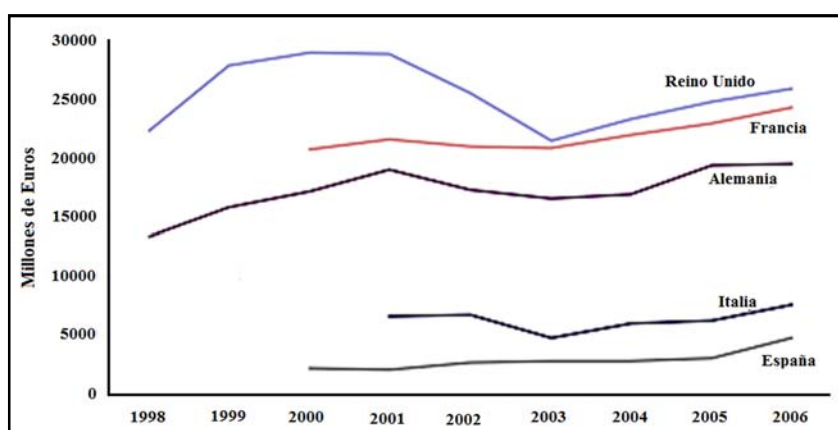


Figura 1.3. Tendencias de la producción de los principales países de la IA de la Unión Europea, a precios constantes de 2006. Fuente: Eurostat.

En cuanto a la relevancia de la IA en los países más grandes de la UE, la Figura 1.3 muestra una comparativa de los 5 más importantes, incluyendo España. La Figura 1.4 muestra cómo están configuradas en tamaño las principales empresas de la

IA en Europa. Se puede observar que el Reino Unido cuenta con 55 empresas con más de 250 empleados, Francia con 40 mientras que España aparece con sólo 10 empresas. Esto indica que la IA española está muy fragmentada y que si bien el número total de empresas relacionado con esta industria es elevado, sin embargo hay un déficit evidente de compañías potentes que puedan competir en entornos internacionales.

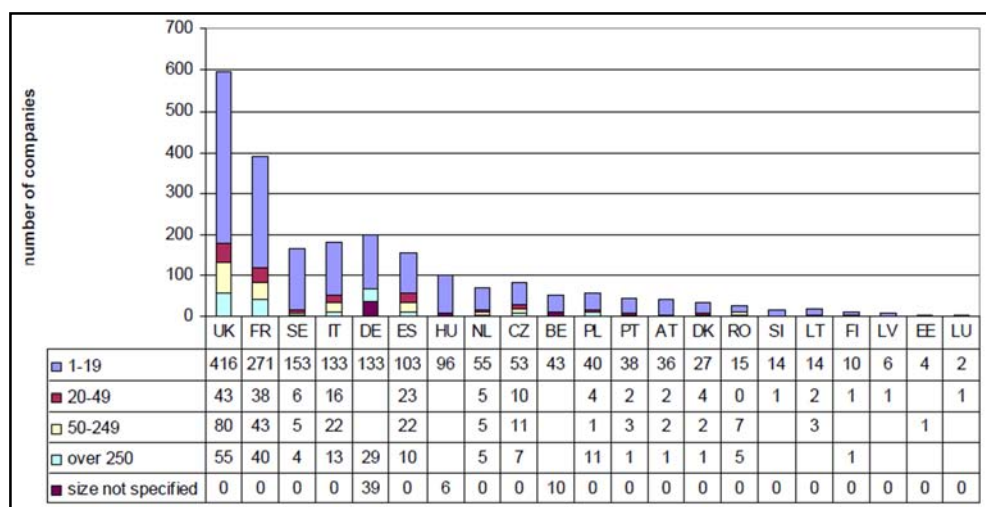


Figura 1.4. Número de empresas de la IA por tamaño (nº de empleados) en 2006 en los principales países de la UE. Fuente: Comtrade (Nota: Los datos de Reino Unido son de Eurostat debido a la falta de datos de Comtrade para dicho país)

1.2.2 LA IA EN ESPAÑA: ALGUNOS DATOS RELEVANTES

Construcciones Aeronáuticas SA (CASA) es la compañía líder en España en el sector de la aeronáutica. Desde su aparición en 1923, CASA ha mantenido un papel dominante en la IA en España. Después de la Segunda Guerra Mundial, CASA se ha establecido como un importante productor de aviones de transporte. El C-212 fue vendido más de 470 veces en todo el mundo. En 1972, CASA se convirtió en miembro de la Grupo industrial Airbus y en 1999 se unió a EADS. En la actualidad EADS – CASA emplea a 10.000 personas y centra su actividad en la producción de aeronaves (tanto militares como civiles), así como su mantenimiento y reacondicionamiento.. EADS-CASA y Airbus son una parte integral de la industria aeroespacial española. Su fuerte presencia en España es una fuerza dinamizadora que ha permitido la aparición de proveedores más pequeños. El tren de aterrizaje de muchos aviones Airbus, como el A380, que se produce en España y la línea final de ensamblaje para el A400M se encuentra en Sevilla. El 27% del empleo de EADS-CASA pertenece a la empresa Airbus, el 44% está dedicado a los Aviones de Transporte Militar y el 16% a la división de Defensa del grupo. El resto se dedica a trabajar para Astrium (7%) y Eurocopter (5%). Esta asignación de empleo cuenta con el personal de la sede central

que alcanza hasta el 2% del empleo total. EADS-CASA destaca por la relevancia de la integración de la industria aeronáutica española en el programa europeo conjunto de transporte militar.

La IA española demostró ser extraordinariamente dinámica. Durante el período entre 2001 y 2008 la producción creció a una tasa media anual del 12,5% y el valor añadido en un 7,9% a precios constantes. Durante ese tiempo contribuyó al PIB total de la UE-27 con una tasa de crecimiento de 2,0% a 3,3%. Existe una cierta controversia en cuanto al número de personas empleadas en este sector: según datos de Eurostat, la cifra de empleo era de 15.200 en 2008 mientras que ATECMA manifiesta unas 36.160 empleados en dicho año [FWC-2009]. Si se considera el empleo indirecto derivado de esta actividad, las cifras habría que multiplicarlas por un factor de 4 ó 5.

La participación del empleo relacionado con los aviones (civil y militar) fue del 91%, mientras que el 9% restante trabaja para el sector espacial. Empresas de aviación y la integración de sistemas cuentan con el 71% del total de trabajadores.

Un hecho relevante del carácter de alta tecnología de la IA española se refleja en la estructura de los empleados: un 42% de ellos son graduados universitarios o con título similar. Muchos de los trabajadores manuales que representan el 48% del empleo total han recibido formación en tareas sofisticadas relacionadas con la tecnología aeroespacial [FWC-2009].

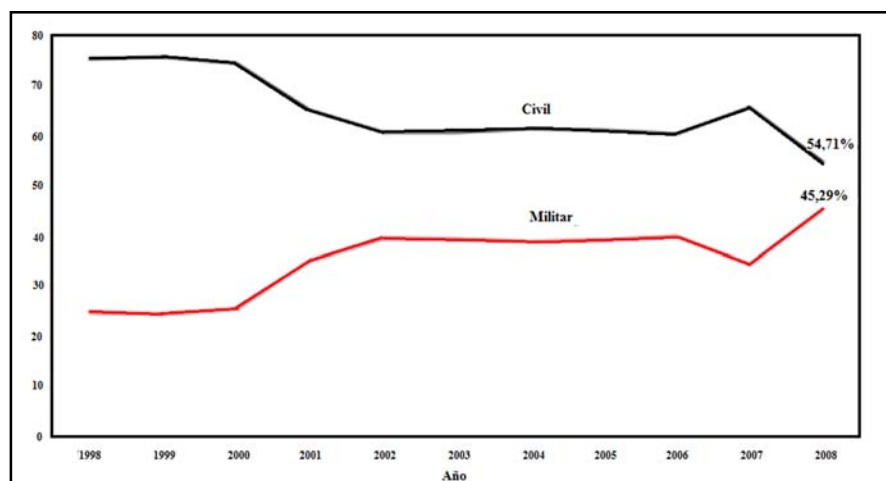


Figura 1.5. El volumen de negocios de la IA española por sector: civil y militar. Fuente ATECMA 2008.

En 2008 la facturación consolidada sobre la base de estadísticas de ATECMA había llegado a 5.577 millones de euros. El 54,7% de la facturación total consolidada se ha generado en el sector civil, con el restante 45,3% generado en el sector militar, principalmente en actividades relacionadas con el Eurofighter y el Airbus 400M. En

2008 los dos primeros helicópteros de Eurocopter han sido entregados. La Figura 1.5 muestra como el negocio civil supera al militar, si bien ha perdido bastante peso frente a éste en los últimos 15 años.

Desde 2006, el Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial (CDTI), una organización pública española, dependiente del Ministerio de Industria, Turismo y Comercio (MITYC), es responsable de administrar todos los programas de I + D aeronáuticos. En 2006, el CDTI elaboró un Plan Estratégico de Aeronáutica para optimizar las políticas del gobierno para los próximos ocho años.

Los principales objetivos son:

- Apoyar las capacidades de integración tanto de los sistemas como de las aeronaves.
- Fortalecer la base industrial auxiliar y de sub-sistemas
- Fortalecer la capacidad tecnológica española tradicional y la diversificación hacia nuevos ámbitos prometedores.
- Fomentar la financiación en las diferentes regiones españolas para participar en el sector aeronáutico de I + D de forma armonizada.

Mediante el Plan estratégico del gobierno español se intentaba alcanzar un volumen de negocios de más de 11.700 millones de euros para el año 2016, más del doble del valor de 2008. El Ministerio de Ciencia e Innovación es el encargado de desarrollar e implementar las políticas del gobierno en el ámbito académico, la investigación científica, desarrollo tecnológico e innovación en todos los sectores incluyendo los centros públicos de investigación (AERNET, Air TN, 2009). El Plan Estratégico de Aeronáutica tiene la intención de reforzar tradicionales fortalezas tecnológicas y la diversificación hacia nuevas áreas prometedoras como vehículos aéreos no tripulados, aviones muy ligeros (VLJ) y los sistemas alternativos de propulsión [DGEU- 2007].

Una mención especial dentro de este intento de dinamizar la IA española en los próximos años lo constituye el programa CENIT, un instrumento de financiación destinado a grandes proyectos estratégicos sujetos a alto riesgo tecnológico, que favorece la colaboración entre instituciones públicas y privadas o de capital de riesgo para empresas en fase temprana de tecnología. Dentro de este marco, el Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas (GDAF) de la UC3M está participando en un proyecto ambicioso [PROSAVE-2010], trabajando en colaboración con la compañía EADS, uno de los integrantes principales de este proyecto, para la construcción de nuevos sistemas E/O avanzados para su aplicación a un avión más ecoeficiente.

Por lo que respecta a los polos o zonas de mayor actividad relacionadas con la IA, se pueden describir 3 grandes polos (Figura 1.6) a nivel nacional: (i) la Comunidad

de Madrid (CM) que representa del orden del 57% de la industria nacional, Andalucía con un 20%, el País Vasco con un 11% y el resto de regiones con un volumen muy inferior (Castilla la Mancha con 5%, Castilla y León con un 2%, etc.). La CM representa casi 2/3 de la actividad de la IA a nivel nacional. Esto viene determinado por 3 factores clave: (i) una gran empresa tractora; (ii) un instituto de investigación potente (INTA) y (iii) una actividad complementaria en formación e investigación canalizada fundamentalmente por 2 universidades públicas: Universidad Politécnica de Madrid (UPM) y la Universidad Carlos III de Madrid UC3M a través de sus estudios de grado y postgrado y de los Centros Mixtos de colaboración de ambas instituciones con EADS [Mayo-2008].

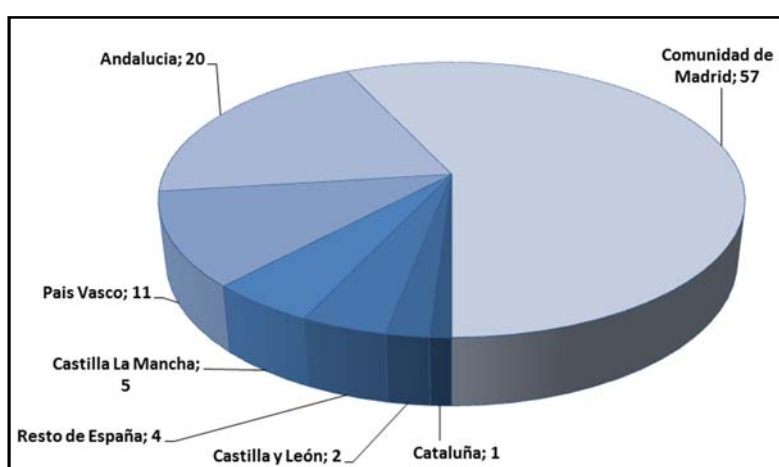


Figura 1.6. Clusters tecnológicos de la IA en España. Fuente Plataforma Aeroespacial Española, 2008.

En conclusión, se puede decir que desde mediados de los noventa la industria aeronáutica ha seguido un proceso de reestructuración y consolidación mediante fusiones y la creación de nuevos grupos [Esposito-2004]. El objetivo de estos procesos fue la creación de empresas líderes con suficiente capacidad y potencial para la competencia en el mercado mundial cada vez más competitivo [Alfonso-2006]. Adicionalmente, en el año 2008 se produjeron un número considerable de alianzas comerciales e integración entre las empresas. Las empresas trataron de alcanzar el tamaño adecuado para seguir siendo competitivas en un sector tan globalizado (ATECMA, 2009).

En este contexto, la realización de una tesis doctoral encaminada a realizar aportaciones novedosas en dos ámbitos (sensores y sistemas sintonizables) íntimamente relacionados con la IA parece oportuna. A continuación se presentan unas breves pinceladas sobre estas dos temáticas dentro del marco descrito previamente.

1.3 SENSORES

Dos son los aspectos claves de las tecnologías de los sensores actuales: (i) la multidisciplinariedad de las tecnologías a aplicar y, (ii) el alto nivel de integración necesario para desarrollar dispositivos multifuncionales. En su definición más simple, un sensor “es un sistema inteligente que comprende: parte sensible y funciones que procesen y/o actúen sobre la información recibida” [Fraden-2004]. La parte sensible combina habitualmente propiedades de varios tipos: eléctricas, mecánicas, ópticas, químicas, biológicas, magnéticas, etc., y la parte de procesamiento y/o actuación suele venir dada por un circuito electrónico de mayor o menor complejidad o también por sistemas software embebidos.

En general un sensor abarca cuatros funcionalidades:

- Precepción del medio ambiente (parte sensible)
- Procesamiento de la señal y análisis de datos (circuito electrónico)
- Reacción con la información recibida (actuador)
- Comunicación con el mundo exterior (interfaz final con usuario).

Se pueden distinguir muchas categorías de sensores según los parámetros a sensar. A continuación se citan algunas de ellas:

1. Sensores térmicos: temperatura
2. Sensores eléctricos: tensión, corriente, conductividad, potencia, etc.
3. Sensores magnéticos: campo electromagnético, magnetorresistencia, etc.
4. Sensores mecánicos: desplazamiento, presión, fuerza, velocidad, aceleración, flujo, etc.
5. Sensores ópticos: frecuencia, desfase, difracción, energía, espectro, etc.
6. Sensores de radiación (IR, UV, nuclear): partículas, energía/frecuencia, potencia (algunos de estos podrían también estar dentro de la categoría de los sensores ópticos)
7. Sensores químicos: pH, concentraciones, etc.
8. Sensores biológicos: microorganismos, proteínas, etc.
9. Sensores acústicos: amplitud, frecuencia, fase, etc.

Adicionalmente, existen sensores que combinan las categorías previas: por ejemplo se habla de sensores termo-acústicos, piezo-eléctricos, biomecánicos, opto-químicos, etc.

1.3.1 SENSORES FOTÓNICOS

El nuevo campo de la Fotónica debe ser entendido como el conjunto de técnicas y conocimientos científicos que se aplican a la generación, propagación, control, amplificación, detección, almacenamiento y procesamiento de señales del espectro

óptico, junto con sus tecnologías y los usos derivados [Higuera-2010]. El campo de la Fotónica se puede dividir en varias áreas y, en muchos casos, se produce la superposición de Electrónica y Fotónica. Ambas disciplinas deben convivir de forma armonizada para lograr que los sistemas finales sean robustos, eficaces y, en general, de alto valor añadido.

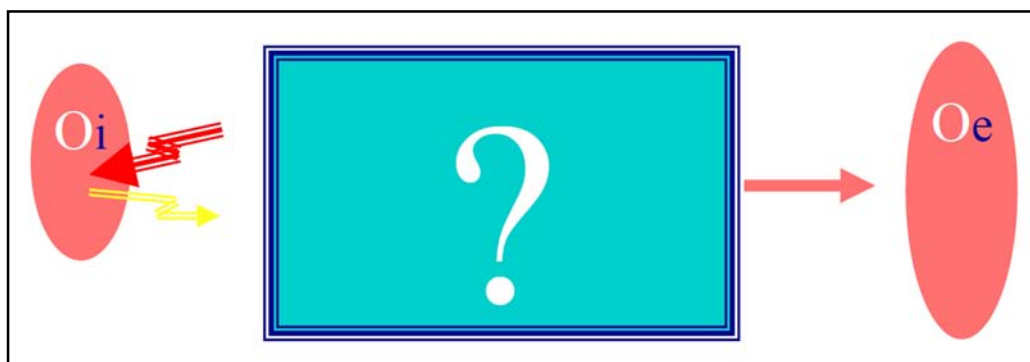


Figura 1.7. Esquema genérico de un sensor fotónico [Higuera-2000].

Dentro de la Fotónica, el campo de la tecnología de sensado fotónico requiere en general la utilización de sistemas electrónicos complementarios [Higuera-2008]. Un sensor fotónico/óptico puede ser considerado como un sistema fotónico donde la magnitud objeto de medición (O_i) introduce modificaciones en algunas de las características de la luz en un sistema óptico. Después de ser detectado, procesado y acondicionado, el sistema ofrecerá una señal de salida (O_e), por lo general en el campo eléctrico, que será una reproducción válida de la variable de objeto (Figura 1.7). Uno de los ámbitos donde se demandan en mayor medida los sensores en general y, los ópticos en particular, es en el ámbito de la industria aeroespacial (IA). Debido a sus especiales características previamente comentadas, se trata de un sector que demanda estrictos niveles de seguridad (de las aeronaves, de las comunicaciones, de las infraestructuras, etc.) para lo cual la utilización de sensores es de vital importancia [Pena-2007].

La luz transmitida o reflejada puede ser modulada por el mensurando mediante la modificación de su amplitud, fase, frecuencia o características de polarización. De acuerdo con este concepto, si alguno de los procesos o partes utiliza tecnología de fibra óptica, se puede establecer una subdivisión conocida como “sensores de fibra óptica” (FOS), [Higuera-2002].

En este trabajo de tesis, se propondrán, implementarán y verificarán 2 sensores fotónicos/ópticos de aplicación inmediata en el ámbito de la IA y otro sensor más de tipo no-fotónico basado en la variación de la capacidad de un condensador plano con un dieléctrico no ideal -un cristal líquido- con la temperatura (sensor de temperatura).

A cada uno de ellos se le dedicará un capítulo específico: el sensor optoelectrónico de medida de velocidad se le dedicará el capítulo II y al sensor de Fibra Óptica (FO) para la medida de turbulencias se le dedicará el capítulo III. El capítulo IV estará dedicado al sensor de Temperatura basado en una célula CL y combinada con un circuito electrónico de conversión T-frecuencia. En cada uno de estos capítulos se realizará un estudio específico del estado del arte de los tipos de sensores mencionados.

1.4 DISPOSITIVOS SINTONIZABLES ELÉCTRICAMENTE

Con el advenimiento de la era de la comunicación móvil, una nueva tendencia se está volviendo cada vez más evidente: los sistemas de comunicaciones, radar, sensores, etc. se están convirtiendo en productos cada vez más flexibles y a un coste razonable. La disponibilidad de componentes ajustables en la interfaz RF, tales como filtros, diplexores o antenas, es una premisa para una mayor flexibilidad. Entre estos componentes, las antenas sintonizables/reconfigurables son elementos clave para el futuro de los sistemas de comunicaciones y de radar. En los sistemas de comunicación existen numerosas aplicaciones potenciales de las antenas reconfigurables: esquemas de multiplexado del tipo SDMA, TDMA, CDMA, permiten aumentar el número de usuarios de las redes de comunicaciones en áreas espaciales reducidas. Adicionalmente, es importante también en sistemas radar aplicados a la automoción [Wenger-2005] donde existe la necesidad de implementar antenas de haz estrecho y orientables.

Una antena con capacidad de escaneo electrónico de haz mejoraría en gran medida la fiabilidad de los sistemas de comunicaciones en áreas como el guiado del tráfico aéreo, localización de aeronaves, etc, además de producir una reducción de los costes de forma importante. Los componentes claves en un sistema de *arrays* de control de fase son, sin duda, los desplazadores de fase. Ellos suponen el elemento que encarece de forma más importante dichos sistemas además de ser los que imponen las limitaciones más restrictivas a dichos sistemas.

Para la realización de desplazadores de fase electrónicos, hay actualmente numerosas tecnologías establecidas cada una de ellas con sus ventajas y desventajas. Para el caso de desplazadores de fase analógicos (capaces de proporcionar un desplazamiento de fase continua con una tensión de control) las tecnologías que pueden usarse son los diodos varactores [Qureshi-2007] o los condensadores de película ferroeléctrica ([Scheele-2004], [Hu-2007]). Los desplazadores de fase digitales (proporcionando un número de estados de fase limitado) se basan esencialmente en switches o conmutadores que pueden ser realizados en tecnología convencional de semiconductores (diodos pin) o en MEMs [Rebeiz-2003].

Ninguna de las tecnologías enumeradas cumple todos los requisitos, al mismo tiempo, de baja atenuación, alto rango de fase ajustable de la señal de RF, bajo consumo de energía, tensión DC de funcionamiento baja, alta linealidad, escasa complejidad, por mencionar solo algunos de los más relevantes [Ji-2004].

Recientemente, una nueva tecnología ha demostrado la viabilidad de realizar dispositivos de cambio de fase con prometedores resultados: el uso de cristales líquidos (CL) como materiales con permitividad electrónicamente ajustable en el rango de las microondas (MW) [Mueller-2004, Mueller-2005, Mueller-2006].

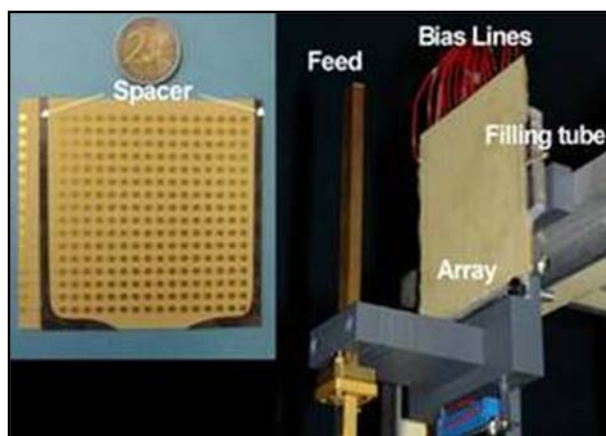


Figura 1.8. Antena reflectarray reconfigurable con CL nemático [Moessinger-2006]

Los reflectoarrays microstrip (Figura 1.8) han encontrado aplicaciones en diversas áreas, y es un candidato serio para ampliar dicho rango de usos a escenarios más exigentes. Para las comunicaciones de microondas en las misiones espaciales, el Laboratorio de Propulsión de la NASA ha diseñado unos reflectoarrays ligeros basados en el concepto de una membrana delgada que es deformada fijándola a una estructura hinchable ([Huang-1999], [Huang-2000] [Huang-2001]). Otras posibles aplicaciones de los reflectorarrays incluyen el montaje empotrado en la cima de un avión para ofrecer conexión vía satélite en la banda Ku para el entretenimiento en vuelo, o en muros o paredes “conformables” para aplicaciones de alta velocidad de datos de enlaces inalámbricos en las bandas de 60 ó 120 GHz.

1.5 MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS CONCRETOS

La principal motivación de este trabajo de tesis es poder contribuir al sector de la IA con nuevos sistemas de fácil transferencia industrial y de aplicación tanto al ámbito de los sensores (de diferentes magnitudes útiles relacionadas con las aeronaves) y en los sistemas de control y comunicaciones tanto para el rango RF como de microondas. En concreto, referido a esta segunda temática, se plantea este trabajo de tesis como un reto

para investigar la posibilidad de integrar el cristal líquido como material capaz de sintonizar en dispositivos o estructuras clásicas (p.e. guías microstrip) con el fin de mejorar su funcionalidad y avanzar hacia un modelo donde la capacidad de reconfiguración en dispositivos más complejos como los reflectoarrays pueda mejorarse frente a otras tecnologías más clásicas y establecidas.

Como objetivos concretos se plantean los siguientes:

- a) **SENSORES.** Se pretende desarrollar los siguientes sistemas:
 - Sensor optoelectrónico de medida de la velocidad de proyectiles. Se trata de diseñar y construir un sistema optoelectrónico capaz de medir de forma precisa la velocidad media de proyectiles de diferente tamaño que pueden impactar sobre estructuras aeronáuticas. Este sistema tiene aplicación inmediata para lo que se denomina “*mechanical testing*”.
 - Sensor de medida de la velocidad de un flujo de aire en un túnel de viento. Se ha diseñado, implementado y calibrado un sensor de FOP para medir la velocidad media de flujo de aire en un túnel de viento. Este parámetro está íntimamente relacionado con pruebas y simulaciones a las que habitualmente se someten las aeronaves para predecir su comportamiento frente a turbulencias e inclemencias de tipo meteorológico.
 - Sensor de Temperatura basado en CL. Se ha diseñado y verificado experimentalmente un convertidor Temperatura – Frecuencia basado en el principio de operación de un oscilador VCO cuya variación de frecuencia de oscilación viene determinada por la variación de temperatura “sensada” por un condensador plano relleno de un dieléctrico que es un CL.
- b) **DISPOSITIVOS SINTONIZABLES ELÉCTRICAMENTE.** Relacionado con esta temática se pretende desarrollar los siguientes sistemas:
 - Filtros resonadores pasivos basados en células de CL actuando como condensadores variables eléctricamente. Se trata de filtros cuya frecuencia de resonancia está habitualmente en el rango RF (desde kHz hasta MHz). Tiene aplicación directa en los sistemas de control, guiado automático y seguimiento.

- Dispositivos sintonizables para la banda MW. Se han diseñado, construido y medido experimentalmente dos dispositivos basados en estructuras microstrip: un retardador de fase y un filtro banda eliminada. Ambos tienen aplicación directa en el área de la IA en sistemas de navegación, localización, sincronización de tiempos, comunicaciones y mensajería móviles, entre otras.

1.6 BIBLIOGRAFÍA

[Alfonso-2006]

Javier Alfonso-Gil, (ed.): European Aeronautics. The Southwestern Axis. Berlin, Heidelberg (Springer Verlag), 2006.

[DGEU- 2007]

DG Research, European Commission (2007), "The European Research Area: New Perspectives"(Green Paper, 4 April 2007), (http://ec.europa.eu/research/era/pdf/era-greenpaper_en.pdf).

[EESC-2009]

European Economic and Social Committee (2009), "The European Aeronautics Industry: Current Situation and Prospects. In: Official Journal of the European Union", C175/50, 2009.

[Esposito-2004]

E. Esposito, "Strategic Alliances and Internationalisation in the Aircraft Manufacturing Industry", Technological Forecasting & Social Change, Volume 71, 2004.

[Esposito-2006]

E. Esposito, L. Raffa, "Evolution of the Supply Chain in the Aircraft Industry", Proceedings of the Ipsera Conference, 2006.

[Fraden-2004]

Jacob Fraden: Handbook of modern sensors: physics, designs, and applications. 3a ed. New York: Springer, 587 p., 2004.

[FWC-2009]

FWC Sector Competitiveness Studies - Competitiveness of the EU Aerospace Industry with focus on: Aeronautics Industry, Within the Framework Contract of Sectoral Competitiveness Studies – ENTR/06/054, Final report, European Commission, Directorate-General Enterprise & Industry, Munich, 2009.

[Garmendia-2011]

Intervención de la Ministra de Ciencia e Innovación Da. Cristina Garmendia en VI edición de "Aerodays, Innovation for Sustainable Aviation in a Global Environment", Palacio Municipal de Congresos de Madrid, 2011.

[Higuera-2002]

J. M. Lopez-Higuera, "Introduction to optical fiber sensor technology," Handbook of Optical Fibre Sensing Technology, J. M. Lopez-Higuera, ed., pp. 1-21, New York: John Wiley & Sons Inc., 2002.

[Higuera-2008]

J. M. Lopez-Higuera, "Photonic sensors: principles, currents and trends (Invited Tutorial)," in 19th International Conference on Optical Fibre Sensors, OFS-19, Perth (Australia), 2008.

[Higuera-2010]

JM López-Higuera, et al "Currents and Trends on Fiber Sensing Technologies for SHM", The Second Mediterranean Photonics Conference, Eilat, Israel, 2010.

[Hu-2007]

Hu, W., Zhang, D., Lancaster, M. J., Button, T. W. and Su, B. "Investigation of Ferroelectric Thick-Film Varactors for Microwave Phase Shifters" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55(2) 418–424, 2007.

[Huang-1999]

Huang, J. and Faria, A. "Inflatable microstrip reflectarray antennas at X and Ka-band frequencies" IEEE, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999, vol. 3, 1670–1673 vol.3, 1999.

[Huang-2000]

Huang, J., Faria, A. and Lou, M. "The development of inflatable array antennas" Aerospace Conference Proceedings, 2000 IEEE, volume 5, 59- 65, 2000.

[Huang-2001]

Huang, J., Faria, V. and Fang, H. "Improvement of the three-meter Ka-band inflatable reflectarray antenna" IEEE International Symposium, Antennas and Propagation Society 2001. vol. 1, 122–125, 2001.

[Industria_2000]

Informe: "Industria Aeroespacial 2000".

Disponible en: www.aero.upm.es/departamentos/economia/investiga/informe/33.html

[Irwin-2004]

D. A. Irwin, N. Pavcnik, "Airbus versus Boeing revisited: international competition in the aircraft market", Journal of International Economics, Vol. 64, 2004.

[Ji-2004]

Ji, T. "A Four Element Phased Array Antenna System Monolithically Implemented on Silicon" Ph.D. thesis, Pennsylvania State University. 2004.

[Mayo-2008]

Luis Mayo, "Madrid, nodo de las comunicaciones por satélite creación y comunicaciones por satélite. Creación y transferencia de tecnología espacial en la CAM" I FORO AETIC-IMADE-CAM, 8 Diciembre, 2008.

[Moessinger-2006]

Moessinger A., Marin R., Mueller S., Freese J. and Jakoby R.
"Electronically reconfigurable reflectarrays with nematic liquid crystals"
Electronics Letters, 42 (16): 899-900, 2006

[Mueller-2004]

Mueller, S., Scheele, P., Weil, C., Wittek, M., Hock, C. and Jakoby, R. "Tunable passive phase shifter for microwave applications using highly anisotropic liquid crystals" IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2004, vol. 2, 1153–1156 Vol.2., 2004.

[Mueller-2005]

Mueller, S., Felber, C., Scheele, P., Wittek, M., Hock, C. and Jakoby, R. "Passive tunable liquid crystal finline phase shifter for millimeter waves." 2005 European Microwave Conference, vol. 1, 4-6, 2005.

[Mueller-2006]

Mueller, S., Goelden, F., Scheele, P., Wittek, M., Hock, C. and Jakoby, R. "Passive Phase Shifter for W-Band Applications using Liquid Crystals" 36th European Microwave Conference (EuMC), 2006.

[Pena-2007]

J.M.S. Pena, C. Marcos, Y. Fernández, R. Zaera, "A cost-effective optoelectronic system to measure the projectile velocity in high velocity impact testing of aircraft and spacecraft structural elements" OPT ENG 46 (5) , 2007.

[PROSAVE-2010]

Proyecto de Investigación en Sistemas Avanzados para un avión más eco-eficiente (PROSAVE): Aplicaciones Fotónicas, Proyecto CENIT-2010 liderado por CESA (06/2010 - 12/2013) con una Financiación total de 12,38 M€ El GDAF-UC3M participa con una financiación de 500 k€

[Qureshi-2007]

Qureshi, J., Kim, S., Buisman, K., Huang, C., Pelk, M., Akhnoukh, A., Larson, L., Nanver, L. and de Vreede, L. "A Low-Loss Compact Linear Varactor Based Phase-Shifter" IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007, 453 – 456, 2007.

[Rebeiz-2003]

Rebeiz, G. M. RF MEMS Theory, Design, and Technology. John Wiley & Sons, 2003.

[Scheele-2004]

Scheele, P., Mueller, S., Weil, C. and Jakoby, R. "Phase-shifting coplanar stubline-filter on ferroelectric-thick film" Proceedings of the 34th European Microwave Conference, 1501–1504, 2004.

[Wenger-2005]

J. Wenger, “Automotive Radar : Status and Perspectives” Proc. of the CSIC 2005, IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 21–24, 2005.

CAPÍTULO 2

SISTEMA OPTOELECTRÓNICO DE MEDIDA DE LA VELOCIDAD DE PROYECTILES SOBRE ESTRUCTURAS AERONÁUTICAS

2.1 INTRODUCCIÓN

Desde hace algunos años, la Universidad Carlos III (UC3M) viene haciendo una apuesta firme y decidida por la investigación de excelencia y la transferencia tecnológica al sector industrial. Una de las herramientas que ha impulsado de forma notable esta apuesta es la construcción y puesta en marcha del Parque Científico-UC3M. Esta entidad investigadora lidera el área científica del Parque Leganés Tecnológico (LEGATEC) cuyos promotores son la Comunidad de Madrid, el Ayuntamiento de Leganés y la Universidad Carlos III de Madrid. Los datos disponibles muestran que el 29% de los investigadores de la universidad colaboran en actividades de transferencia en el Parque Científico.

Desde hace algunos años, se vienen creando Centros Mixtos de investigación entre la propia UC3M y entidades o empresas de referencia en algún sector estratégico. Por lo que aquí concierne, se ha creado el Centro Mixto EADS-UC3M cuya ubicación

física está en el Parque Científico-UC3M y que tiene por objetivos impulsar la investigación en el ámbito del sector aeroespacial y colaborar en la formación de profesionales orientados a esa línea de actividad a través de másters y estudios de grado recientemente implantados en esta Universidad. Cabe destacar en este aspecto el Master in Aircraft Systems Integration (título propio) el cual cuenta ya con 3 ediciones impartidas y el Grado en Ingeniería Aeroespacial que comenzó a impartirse en el curso 2010-11.

El Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas (GDAF) de la UC3M ha sido seleccionado para formar parte del catálogo de grupos integrantes del Centro Mixto EADS-UC3M. En este contexto, la realización de una tesis doctoral centrada en dos temáticas (sensores y dispositivos sintonizables RF y MW) que están íntimamente ligadas tanto a las actividades estratégicas de este Centro Mixto como a dos líneas clásicas de actividad investigadora del GDAF, parece totalmente oportuno y de una utilidad evidente.

La línea de actividad dedicada a sensores ocupará una buena parte del trabajo total de tesis realizado. En este capítulo se abordará el análisis, estudio, desarrollo e implementación de un sistema optoelectrónico para la medición de la velocidad media de los proyectiles utilizados en los ensayos de impacto sobre estructuras aeronáuticas o aeroespaciales.

2.2 ANTECEDENTES Y OBJETIVOS

Los elementos estructurales externos de las aeronaves, están expuestos a una gran variedad de contingencias, de todas ellas, la más peligrosa y la que mayor riesgo conllevan es la de sufrir algún tipo de impacto. Elementos como el *radomo*, que es la cúpula que cubre el radar situado habitualmente en el morro del avión, las luces de aterrizaje, cubierta o barquilla que protege a los pilotos, la sección lateral e interior de la góndola de los motores, el fuselaje, las palas de las turbinas, los cantos de las alas y del estabilizador de cola o los tanques de combustible situados en el interior de las alas son los elementos estructurales de una aeronave más susceptibles a sufrir impactos de alta velocidad durante el despegue, vuelo o aterrizaje.

Actualmente, los riesgos o peligros de sufrir fallos estructurales o de sistema, son aspectos fundamentales que se tienen en cuenta durante el proceso de diseño de las aeronaves. Muchas partes o estructuras importantes de aviones o helicópteros se diseñan para que, en caso de impacto, desvíen la trayectoria y absorban en cierta medida la energía del elemento que impacta sobre la aeronave [Airoldi-2006; Meguid-2008].

En la aeronáutica pueden producirse una gran variedad de tipos de impacto a alta velocidad, pero los impactos con pájaros [Smojver-2011] y granizo [Anghileri-2005] son los más críticos, ya que tienen una alta probabilidad de ocurrir y, sobre todo, por sus consecuencias, que pueden ser graves cuando el impacto es contra las turbinas. Otro tipo de impacto, también documentado, es el que puede producirse cuando el hielo, acumulado en las hélices del motor, se desprende a gran velocidad desde el borde de una pala. Este tipo de proyectiles pueden impactar a gran velocidad contra la góndola de los motores o incluso el fuselaje. También, cabe reseñar por su alta probabilidad, los impactos de fragmentos de caucho o de restos de material acumulados en las pistas de los aeropuertos, contra la cara inferior de las alas en las operaciones de aterrizaje y despegue [Mines-2007; Nguyen-2009]. Como ejemplo de las graves consecuencias de este último tipo de impactos, cabe señalar el accidente que sufrió el Concorde en julio del año 2000. Según el informe elaborado tras la investigación del trágico suceso [BEA-2004], su origen tuvo lugar en una pieza de titanio que estaba en la pista de despegue que se había desprendido de un avión. Esta pieza provocó que neumático de una de las ruedas del Concord reventara en el momento del despegue. Un trozo de caucho, desprendido por la rueda, seccionó un cable del tren de aterrizaje e impactó y perforó el depósito de combustible situado en el ala. Este impacto causó una onda de presión que se propagó a través del combustible líquido y, que al impactar contra las paredes del tanque, provocó el fallo estructural del ala, liberando gran cantidad de combustible que se incendió instantes después en uno de los motores. Debido al incendio, la tripulación decidió apagar el motor que, junto a la imposibilidad de retraer el tren de aterrizaje consecuencia del cable seccionado, afectó a la capacidad de ascender del avión, ocasionando que poco después se estrellase contra un hotel en la localidad francesa de Gonesse.

Otro ejemplo catastrófico fue el ocurrido el año 2003 con el transbordador espacial Columbia. Este accidente ocurrió como consecuencia del impacto de un trozo de espuma de poliuretano, que se desprendió del tanque externo, contra la parte inferior del ala. Como consecuencia del violento impacto, varios de los paneles de protección térmica resultaron dañados, ocasionando que el calor generado en la reentrada a la atmósfera calentara en exceso el interior del ala, provocando su fallo estructural y posterior desprendimiento.

En el ámbito militar, otros tipos de proyectiles que pueden impactar y afectar a las estructuras de las aeronaves, son los proyectiles de pequeño y mediano calibre y la metralla desprendida en una explosión. Este tipo de proyectiles impactan contra los tanques de combustible pueden producir un efecto hidrodinámico conocido como “golpe de ariete” que puede ocasionar graves daños al depósito de combustible.

Por cuestiones de fatiga mecánica, las palas de las turbinas de propulsión pueden llegar a fallar, pudiendo incluso producirse su desprendimiento e impacto contra el ala o el fuselaje. Este tipo de fallos pueden perforar el ala y dañar los tanques de combustible y elementos estructurales [Xuan-2006].

El estudio, análisis y comportamiento de los elementos estructurales que pueden estar sometidos a impacto de alta velocidad, es también de gran interés en el campo aeroespacial. La zona de órbita terrestre baja, donde los satélites, la Estación Espacial Internacional, y los transbordadores espaciales orbitan alrededor de la Tierra, está repleta tanto de partículas naturales como de restos artificiales, más conocidos como basura o chatarra espacial. Estos restos, al ser demasiado pequeños y numerosos es imposible realizar un seguimiento individual de ellos. Pero, a pesar de su reducido tamaño, la elevada velocidad a la que orbitan, suponen un gran peligro en caso de impacto contra otros satélites en funcionamiento y, como consecuencia de la colisión, se pueden generar más fragmentos peligrosos, es por esto que los estudios sobre blindaje y protección, así como los estudios probabilísticos de la basura espacial son de vital importancia para la industria aeroespacial [Liou-2004; Bradley-2009; Schonberg-2010].

En los últimos años se ha realizado un gran esfuerzo en la investigación, diseño y desarrollo de nuevos blindajes capaces de proteger las aeronaves y las estructuras aeroespaciales, al igual que se ha profundizado en el análisis y evaluación de las estructuras en las que impacta un proyectil o meteorito. Sin embargo, a pesar de que la simulación numérica se ha adoptado cada vez más para analizar estos problemas, las pruebas experimentales siguen siendo necesarias para validar los resultados numéricos y obtener datos reales a partir de ensayos reales. Como cabría suponer, en una prueba real de impacto existe un gran número de variables que deben ser adquiridas y, como es lógico, una de ellas es la velocidad del proyectil. Es importante determinar la velocidad con la mayor precisión posible, ya que la energía liberada en un impacto es proporcional al cuadrado de la velocidad del proyectil.

Actualmente hay una amplia variedad de sensores que se pueden utilizar para estimar la velocidad de un proyectil. Sin embargo, el sistema de medición más común es el cronógrafo [Paulter-2009] que básicamente, consiste en registrar el tiempo que tarda un proyectil en recorrer una distancia conocida de referencia o la distancia entre dos puntos del dispositivo de medición. Por tanto, la velocidad del proyectil se calcula dividiendo la longitud conocida entre el tiempo de vuelo que tarda el proyectil en recorrer la distancia de referencia. Las diferencias entre los distintos tipos de cronógrafos existentes, derivan del tipo de transductor empleado para detectar el paso del proyectil.

Si se clasifican los distintos tipos de cronógrafos en función de la complejidad o de lo sofisticado del elemento sensor que detecta el paso del proyectil, se debería comenzar con los basados en láminas o hilos conductores de electricidad colocados transversalmente a la trayectoria del proyectil y conectados a un circuito. En el primer tipo, el sensor consiste en una única lámina formada por dos hojas de papel de aluminio separadas por una capa aislante. Al ser golpeada por el proyectil las láminas de aluminio se tocan y se genera la señal que necesita el circuito. Sin embargo, este sistema conduce regularmente a un pequeño número de fallos, especialmente cuando el proyectil es no metálico. En el segundo tipo, más fiable que el primero, cuando pasa el proyectil secciona el fino hilo conductor. El principal problema que presenta este tipo de sistemas ocurre en los impactos a velocidades subsónicas, en los que la onda de presión viaja por delante del proyectil. Esta onda de presión provoca que el hilo sufra un estiramiento antes de su ruptura por el impacto del proyectil, en el caso de las láminas genera un abultamiento antes de su desgarrar. Como consecuencia de estas pequeñas variaciones en los sensores la distancia de referencia se ve afectada, incurriendo en un error en la medida de velocidad no cuantificable.

El siguiente tipo de cronógrafo, más sofisticado y preciso, sería el basado en sensores inductivos. En este caso el sensor consistiría en una bobina inductiva con forma circular cuyo centro estaría atravesado por la trayectoria del proyectil. Justo en el momento en el que el proyectil pasa a través de la bobina, se induce una corriente que provoca un pico de tensión en sus bornes, disminuyendo a medida que el proyectil se aleja de la bobina. El inconveniente de este sistema es que se tiene que calibrar y ajustar su ganancia en función del material del proyectil, de su tamaño y forma. Además, este tipo de sensores no pueden detectar los proyectiles de material no conductor, lo que supone una desventaja importante en comparación con otros sensores.

Los sistemas fotográficos también se han utilizado para determinar la velocidad de proyectiles en ensayos de impacto [Wilde-1973; Luo-2010]. Dado que este tipo de ensayos tienen lugar de forma rápida las cámaras empleadas deben permitir tiempos de exposición muy cortos (del orden de microsegundos o inferior), es por esto que se tienen que emplear equipos de ultra alta velocidad. En este tipo de cámaras, el carrete por lo general permanece inmóvil en el interior de un tambor y es la imagen es barrida a través de la película utilizando un espejo giratorio o prisma [Moss-1995]. En esta última década, al igual que ha ocurrido con los equipos fotográficos de consumo, los equipos analógicos de alta velocidad basados en carrete han ido cayendo en desuso en favor de los digitales. La aparición de sensores CMOS, con resoluciones elevadas y muy sensibles a la luz, permiten adquirir imágenes con un tiempo de exposición lo suficientemente corto como para congelar el movimiento del proyectil. Los sistemas digitales en combinación con los ordenadores personales, facilitan el manejo de las

cámaras, su enfoque y permiten grabar durante largos períodos de tiempo, que a su vez hacen más sencillas la sincronización y las operaciones de disparo. Aun así, el alto costo de las cámaras, ya sean analógicas o digitales, y el de los sistemas de iluminación necesarios para iluminar el proyectil, se convierte en el mayor inconveniente a la hora de usar este sistema.

Aunque no entra dentro de la definición de cronógrafo, otro sistema de medición de velocidades empleado en ensayos balísticos es el radar Doppler. En este sistema, una antena o un emisor de luz láser envía una señal constante, este haz de emisión se alinea en un mismo plano con la trayectoria del proyectil, formando entre si un determinado ángulo. El proyectil reflejará los pulsos del haz con una frecuencia sensiblemente distinta debido al efecto Doppler, la diferencia entre la frecuencia emitida y la rebotada, permite deducir la velocidad instantánea del proyectil. Este sistema de medición por efecto Doppler ofrece importantes beneficios: buena precisión, instalación simple y un bajo riesgo de daños al equipo por metralla, ya que no es necesario que el equipo se monte junto al cañón de ensayo. Otra ventaja adicional es la posibilidad de medir, en algunos casos, la velocidad residual del proyectil una vez que este atraviesa la estructura ensayada. Sin embargo, al igual que el método fotográfico, un sistema de medición por radar convencional es bastante caro en comparación con el resto de sistemas de cronógrafos.

Cabe destacar que, todos los sistemas de medición de velocidad presentados hasta este punto, muestran algunas limitaciones importantes en términos de fiabilidad, robustez, de rango de medida de velocidad, en relación coste-funcionalidad, entre otros [Zukas-1992].

Por último, queda por nombrar y explicar los cronógrafos utilizados de forma más habitual, estos son los que emplean sensores ópticos para detectar el paso del proyectil. Dentro de este tipo de sensores, en función de la configuración del sensor, se pueden diferenciar dos clases diferentes. En el primer tipo de sensor óptico, un *array* de emisores de luz se sitúa enfrente de otro de sensores de luz. De este modo se genera una especie de cortina de luz que, al ser atravesada por el proyectil, la cantidad de luz que reciben los receptores se ve perturbada y, por tanto, se detecta el paso del objeto. Se podría realizar una nueva clasificación de este tipo de sensores en función del tipo de emisor empleado, de la luz que emiten o de las características de los sensores. Por lo general, los sensores ópticos no son caros lo que convierte a este tipo de sensores en muy buenos candidatos. Sin embargo la tarea de detección no es siempre trivial, sobre todo cuando se utiliza un *array* de bombillas o de lámparas LED. En estos casos, puede ocurrir que los objetos de calibre pequeño sólo bloqueen una pequeña parte del sensor, haciendo que sea necesario realizar una serie de ensayos preliminares para ajustar la luz y la ganancia de los receptores [Yu-2009]. En este capítulo se presenta un segundo

tipo de sensores ópticos que resuelva este problema, esta solución se sustenta en utilizar, como fuente óptica, un haz de luz láser y, como receptores, fotodiodos de área estrecha. Si los haces de láser de los sensores están bien posicionados paralelos entre ellos y perpendiculares a la trayectoria del proyectil, los fotodiodos pasarán de un estado de iluminación alto a estar completamente oscuros cuando el proyectil cruce el haz láser. Este último tipo de sensores han resultado de gran interés como sistemas de medición [Dancygier-2007; Paulter-2009; Mu-2011]. En este capítulo se presenta un sistema sencillo, robusto y, respecto del resto de soluciones, de coste muy inferior. Todo el sistema optoelectrónico está controlado electrónicamente y es capaz de medir, con una precisión razonable, un rango elevado de velocidades de proyectil en las pruebas de impacto sobre estructuras aeronáuticas y aeroespaciales.

2.3 SISTEMA PROPUESTO: CONFIGURACIÓN Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En este apartado se presenta el sistema opto-electrónico que, gestionado por microcontrolador, es capaz de medir, de manera prácticamente instantánea, la velocidad media de los proyectiles utilizados contra estructuras aeronáuticas y aeroespaciales en los ensayos de impacto. Las velocidades de estos proyectiles pueden variar dentro de un amplio rango, desde velocidades subsónicas a supersónicas.

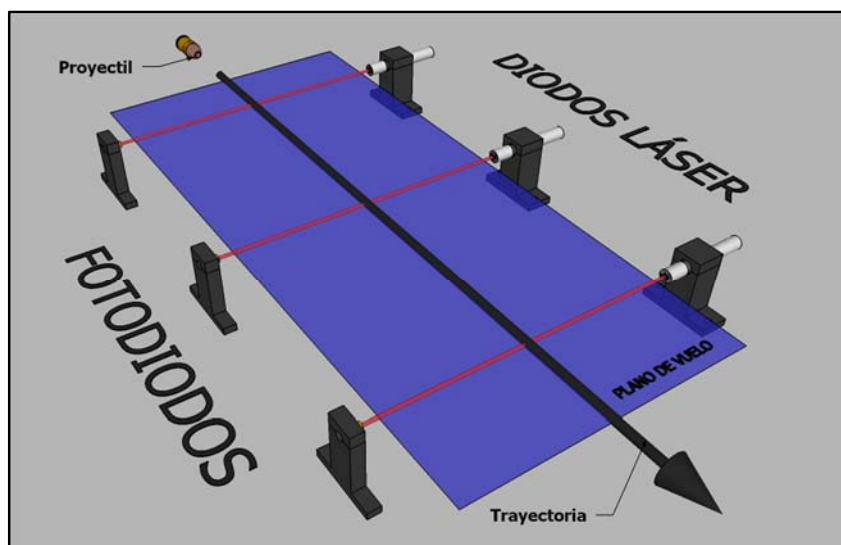


Figura 2.1. Configuración del sistema óptico de medida de velocidad de proyectiles

El sistema de medición óptica calcula y proporciona la velocidad del proyectil basándose en la medida de su tiempo de vuelo, registrado los instantes en los que el proyectil cruza cada uno de los haces de luz láser de las barreras ópticas. Las barreras,

que ocupan posiciones fijas y están separadas una distancia equidistante entre ellas, están formadas por una fuente de luz láser y un fotodiodo. Los tres rayos láser, paralelos entre sí y, a su vez, perpendiculares a la trayectoria del proyectil, deben estar todos a la misma altura y coincidir con la trayectoria, es decir, los tres haces y la trayectoria tienen que formar estar en el mismo plano tal y como muestra la Figura 2.1.

La velocidad del proyectil se calcula una vez adquiridas las señales eléctricas que generan los tres fotodiodos cuando, de forma secuencial, el proyectil cruza los haces de luz láser durante su vuelo. Cuando el proyectil vuela a través de la barrera óptica, el haz de luz que incide sobre el sensor óptico es interrumpido consiguiendo, por tanto, que el sensor responda con un pulso eléctrico. Los fotodiodos están conectados por medio de un circuito acondicionador a un microprocesador, que se encargará de analizar y procesar las señales de interrupción, con el fin de evaluar la velocidad media del proyectil.

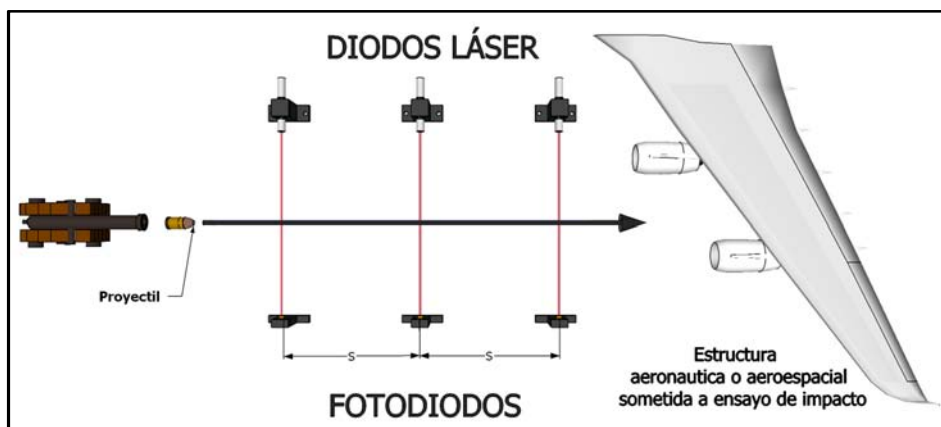


Figura 2.2. Esquema del sistema con las barreras ópticas, el proyectil y la estructura bajo test.

Por tanto, el funcionamiento del sistema es bastante sencillo, los fotodiodos captan la secuencia de interrupción de los haces láser cuando el proyectil, que sigue una trayectoria perpendicular a los rayos, cruza las barreras ópticas. En el instante en que el proyectil pasa por la primera de las barreras, el circuito del sensor genera una señal, enviada al microcontrolador, que inicializa el temporizador. En los instantes en que el proyectil alcanza la segunda y la tercera barrera, las señales generadas indican al microcontrolador que debe registrar el tiempo de vuelo que ha tardado el proyectil en cruzar estas barreras. Estos tres tiempos de vuelo se almacenan en la memoria del microcontrolador para más tarde utilizarlos en el cálculo de la velocidad media del proyectil (Figura 2.2).

La velocidad media v del proyectil se calcula utilizando los tiempos de vuelo registrados y viene dada por la ecuación:

$$v = \frac{1}{3} \left(\frac{S}{T_1} + \frac{S}{T_2} + \frac{2S}{T_3} \right) \quad (2.1)$$

donde S es la distancia que hay entre las barreras ópticas que son equidistantes, T_1 es el tiempo de vuelo del proyectil entre la primera y segunda barrera, T_2 entre la segunda y la tercera barrera y, por último, T_3 entre la primera y la tercera barrera. Lógicamente, en teoría el tiempo T_3 debe ser igual a la suma de T_1 y T_2 , sin embargo dado que el temporizador del microcontrolador cuenta periodos de reloj, puede ocurrir que estos tiempos sean distintos. Es por esto que la velocidad se calcula como una media de las tres distancias recorridas entre los tiempos de vuelo registrados.

Cabe señalar, que la velocidad del proyectil no se mantiene constante a lo largo de su trayectoria, sufre una deceleración debido a la resistencia aerodinámica. Esta fuerza se puede modelar matemáticamente con la siguiente expresión:

$$m_p \frac{dv}{dt} = \frac{1}{2} A_p C_D(v) \rho_a v^2 \quad (2.2)$$

donde v es la velocidad del proyectil, m_p es su masa, A_p su área transversal, C_D es su coeficiente aerodinámico y ρ_a la densidad del aire. Operando con esta ecuación, se puede llegar a la expresión que representa la variación de la velocidad con la distancia, obteniendo:

$$\frac{dv}{\beta(v)v} = -dx \quad (2.3)$$

donde β es función de la velocidad del proyectil. Típicamente, para ensayos balísticos, el valor de β está comprendido entre 5×10^{-4} y 5×10^{-2} . Asumiendo que la velocidad del proyectil prácticamente no varía cuando pasa a través del sistema de medida, hipótesis que deberá confirmarse posteriormente, los parámetros C_D y β se pueden considerar constantes. Gracias a esta hipótesis, la ecuación (2.3) se puede integrar directamente, obtenido la ecuación que relaciona la variación de velocidad respecto de la velocidad inicial v_0 en función de la distancia, x , recorrida por el proyectil:

$$\frac{\Delta v}{v_0} = \exp(-\beta) - 1 \quad (2.4)$$

Utilizando la ecuación (2.4) se puede representar la variación de velocidad que sufre el proyectil, tal y como muestra la Figura 2.3, a lo largo de su trayectoria. La gráfica muestra como la variación de velocidad, dentro de los límites del sistema de medida, es siempre inferior a 1%, incluso en el peor de los casos en el que el proyectil

tiene una baja densidad, pequeño radio y alto coeficiente aerodinámico. Por tanto, la suposición de pequeñas variaciones de velocidad que ha permitido integrar directamente la ecuación (2.4) queda confirmada.

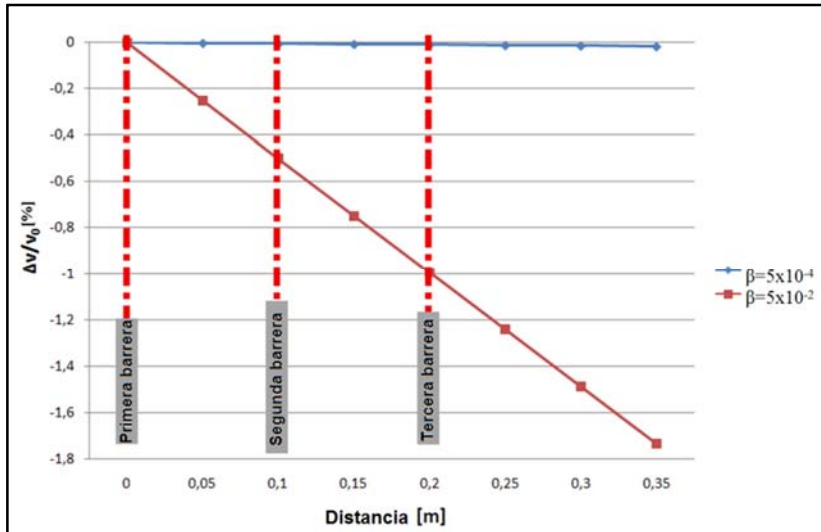


Figura 2.3. Variación de la velocidad Δv respecto de la velocidad inicial v_0 respecto de la distancia recorrida por el proyectil.

El sistema diseñado está formado por distintos bloques o unidades funcionales: barreras o sensores electroóptico, bloque de acondicionamiento de las señales de los sensores, unidad de temporización gestionada por la unidad central de procesamiento y una unidad de visualización con una pantalla LCD y un puerto serie (Figura 2.4).

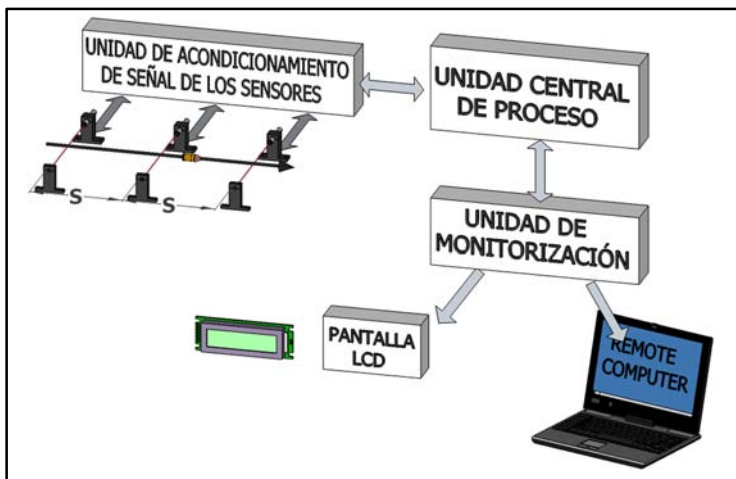


Figura 2.4. Diagrama completo del sistema de medición de velocidad media de proyectiles incluyendo todas sus unidades funcionales.

Las tres barreras láser forman el bloque de sensores electroóptico. Está formado por tres diodos laser rojos, con una longitud de onda de 650 nm y potencia inferior a 1 mW, que apuntan directamente a sus correspondientes fotodetectores. Para los detectores se han empleado unos fototransistores con ángulo de recepción estrecho, de elevada sensibilidad a la longitud de onda de los emisores y de área pequeña que se traduce en que presenten una velocidad de respuesta elevada. Aparte de los elementos puramente ópticos, este bloque también incluye hardware adicional, que le permite conocer y notificar a la unidad central de proceso el estado de funcionamiento de cada una de las barreras ópticas.

Como se muestra en la Figura 2.5, el circuito que forma el bloque acondicionador de las señales de los sensores, es el encargado de generar la señal de *disparo* que activa al bloque de temporización. Este bloque ha sido diseñado para permitir al sistema que funcione correctamente bajo condiciones muy diferentes de luminosidad. Esto se consigue evaluando primero el nivel de luz ambiente con el láser apagado y después con el láser encendido; a partir de estos niveles se fija un valor de comparación adecuado en el circuito encargado de evaluar el nivel de luz recibido por el fototransistor. De este modo se consigue que cuando el proyectil pase a través de una barrera, y bloquee el haz láser, la señal de salida del comparador cambie de estado independientemente del nivel de la luz ambiente. Para evaluar la cantidad de luz recibida en los fototransistores, con los láseres encendidos y apagados, se ha diseñado un circuito ad hoc utilizando un generador de señal PWM y un circuito paso bajo que permite generar un voltaje continuo cuya amplitud depende del ciclo de trabajo de la señal PWM.

Para medir el nivel de luminosidad ambiente, la primera acción que toma el circuito es la de apagar los láseres y, posteriormente, compara de forma ininterrumpida el nivel de tensión del fototransistor con el voltaje a la salida del filtro paso-bajo, que va aumentando según aumenta el ciclo de trabajo de la señal PWM. En el momento en que el comparador de estas dos señales cambia de estado, el sistema registra automáticamente el valor del ciclo de trabajo al que se ha producido este cambio. Este mismo proceso se repite una segunda vez, pero ahora, con los láseres encendidos. Para finalizar el proceso de calibración, el sistema calcula el valor medio de los dos ciclos de trabajo registrados y genera con él la nueva señal PWM.

Gracias al calibrado de los niveles de comparación, el sistema se asegura que cuando el proyectil pase a través del él, y bloqué un haz láser, el circuito acondicionador de los sensores generará correctamente la señal de activación o disparo. En el caso que los dos valores guardados de PWM fuesen iguales, indicaría la existencia de algún tipo de fallo o bien en el láser o bien en el fototransistor, circunstancia que le sería indicada a la unidad central de proceso.

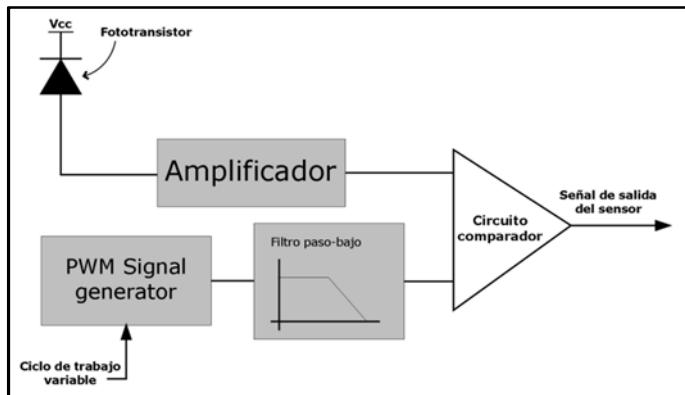


Figura 2.5. Unidad de acondicionamiento de las señales del sensor.

La unidad de monitorización es la encargada de gestionar la interfaz sistema-usuario, ya sea la pantalla LCD instalada en el propio sistema o la pantalla de un ordenador a través de un protocolo de comunicación serie. La unidad se encarga de generar, gestionar y mostrar toda la información relacionada con el proceso de configuración (estado, fallos o parámetros) además de mostrar la medida de la velocidad media del proyectil.

En la Figura 2.6 se puede ver la pantalla LCD que está instalada en el propio sistema de medida y la imagen de la pantalla principal del programa, desarrollado en *LabView*, instalado en el ordenador remoto. El controlar y conocer el estado del sistema de forma remota, implica un importante avance en cuanto a la seguridad en los test de ensayo.

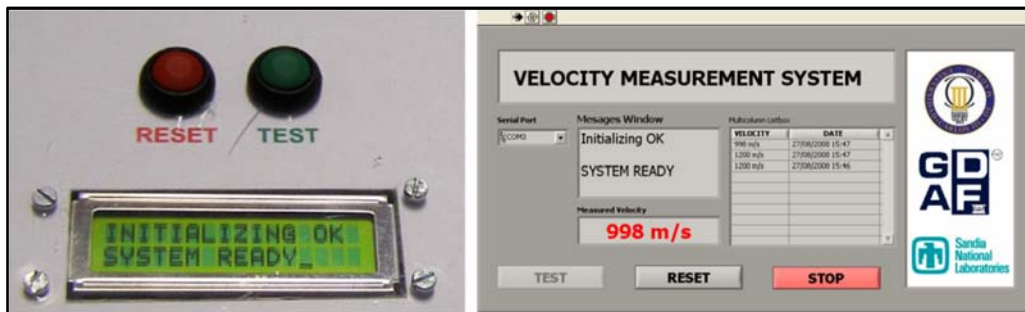


Figura 2.6. Izquierda: Pantalla de visualización de mensajes instalada en el sistema de medición de velocidad. Derecha: Imagen del programa instalado en el ordenador remoto.

El bloque principal encargado de gestionar el resto de partes del sistema es la unidad central de proceso. Se ha implementado con un microcontrolador AT89C2051 de Atmel de 8 bits que está basado en arquitectura 8051 de Intel. Estos microcontroladores proporcionan una gran flexibilidad para una gran variedad de

aplicaciones industriales, además de tener un precio unitario muy bajo en comparación con otro tipo de soluciones.



Figura 2.7. Diagrama de flujo simplificado del funcionamiento del sistema.

El microcontrolador sigue el diagrama de flujo simplificado que se muestra en la Figura 2.7. Lo primero que hace es comprobar el correcto funcionamiento de los bloques, luego ajusta los niveles de comparación en los sensores, detectando cualquier problema en las barreras. Una vez configurado y listo, la unidad se queda esperando a que el proyectil pase por la primera de las barreras y bloquee el haz láser, esto provoca la primera de las señales de activación y, con ella, la puesta en marcha de la temporización. Los tiempos de vuelo se registran cuando la unidad recibe las señales de la segunda y tercera barrera. Cuando la unidad central detecta que el proyectil ha pasado por la última de las barreras, accede a los tiempos de vuelo registrados y realiza los cálculos necesarios para obtener la velocidad media del proyectil. La medida de la velocidad la manda a la pantalla LCD y al ordenador remoto.

A pesar de que existen otros sistemas más sofisticados para medir de velocidad en ensayos de impacto y/o balísticos, como los que generan una malla de luz [Crittenden Jr.-1973] que permite localizar el impacto, los realizados con haces expandidos que forman una cortina de luz [Hartwig-1986] o los radares ópticos basados en el efecto *doppler* [Alon-1989], el sistema de medición diseñado y desarrollado tiene importantes ventajas frente al resto de sistemas:

- Tiene un precio muy inferior debido al reducido número de componentes ópticos y electrónicos utilizados.
- Posee gran robustez frente a posibles fallos de las fuentes ópticas o los detectores.
- Su uso y manejo es simple.
- La exactitud en la medida de velocidad es razonablemente elevada.

2.4 RESULTADOS Y DISCUSIÓN.

El buen funcionamiento del sistema de medición de velocidad dependerá de la exactitud en la medición del tiempo de vuelo del proyectil y de la distancia entre las barreras ópticas. La precisión en este tipo de sistemas metrológicos orientados a la medición en ensayos de impacto resulta fundamental, dado que la energía cinética aplicada a la estructura aeronáutica/aeroespacial es proporcional al cuadrado de la velocidad del proyectil que impacta sobre éstas. Para evitar posibles daños de estos elementos estructurales en el funcionamiento real de trabajo y para obtener conclusiones validas de las pruebas de impacto a alta velocidad, ésta se debe evaluar con la mayor precisión posible.

El sistema de medición calcula la velocidad del proyectil como el valor medio de los cocientes de la distancia entre las barreras ópticas respecto de los tiempos del vuelo registrados tal y como se indica en la ecuación (2.1). Por lo tanto, la incertidumbre en la medición de la velocidad dependerá de la incertidumbre en la medición de estos dos parámetros. En el sistema propuesto y en la peor de las situaciones, cuando sólo dos barreras ópticas están trabajando, el error relativo de la medición de la velocidad del proyectil se expresa como:

$$\left| \frac{\Delta v}{v} \right| \leq \frac{|\Delta S| + v|\Delta T|}{S} \quad (2.5)$$

donde los parámetros son los mismos que se utilizan en la ecuación (2.1). Δv , ΔS , y ΔT son, respectivamente, valores de error máximo en la velocidad media v del proyectil, en la distancia S entre dos barreras ópticas, y el tiempo de vuelo T entre las barreras.

El error de medición de la distancia total se estima como una contribución de diferentes aspectos físicos y mecánicos derivados de la configuración de las barreras ópticas. Algunos de los aspectos que contribuyen a la incertidumbre en la medida de la distancia son los siguientes: error de medición en la distancia entre las barreras ópticas (ΔS_1), el error debido a que la trayectoria del proyectil no es perfectamente perpendicular a los rayos láser (ΔS_2), error de paralelismo entre los rayos láser (ΔS_3), error de grosor de los rayos láser (ΔS_4). El error máximo combinado, resultante de la

contribución de las distintas fuentes de error, se puede calcular como $(\Delta S_1^2 + \Delta S_2^2 + \Delta S_3^2 + \Delta S_4^2)^{1/2}$, obtenido así que $\Delta S \leq 0,1$ cm.

El error de medición del tiempo está limitado por el tiempo máximo que el microcontrolador tarda en adquirir la señal de disparo de las barreras ópticas. El tiempo máximo de respuesta del microcontrolador es de un ciclo máquina, que en este caso es de 6 veces el ciclo de reloj del oscilador con el que trabaja el microcontrolador, por lo tanto, $\Delta T \leq 32,5 \cdot 10^{-8}$ s.

Son muchos los parámetros que limitan la precisión en los sistemas ópticos metrológicos [Hartwig-1986; Schroder-1999]. Algunos de ellos pueden eliminar o mitigar utilizando sistemas o circuitos de procesamiento más complejos o, también, con el uso de algoritmos específicos en el procesamiento de los datos experimentales. La Figura 2.8 muestra la precisión de la medida en función de la velocidad del proyectil cuando el sistema funciona en el peor de los escenarios posibles, es decir, sólo dos barreras ópticas están operativas.

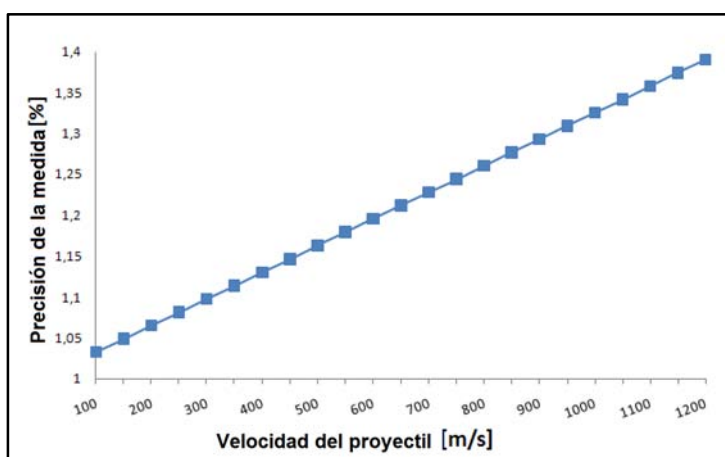


Figura 2.8. Precisión teórica en la medida de la velocidad media respecto de la velocidad del proyectil cuando el sistema está funcionando con dos barreras.

Para evaluar el sistema propuesto y para comprobar la exactitud de la medida, se diseñó un circuito adicional de prueba. Este circuito de prueba es necesario ya que simular el lanzamiento de un objeto, a velocidades tan altas, es difícil de realizar por medios mecánicos que no sean el propio ensayo de impacto. Dicho circuito de prueba se ha implementado con un microcontrolador que permite controlar la conmutación de los haces láser, permitiendo así simular el paso de un proyectil que va bloqueando las barreras láser secuencialmente. Para ello, se programa el circuito de prueba con un tiempo de espera, éste generará una secuencia de apagado de los haces láser esperando el tiempo programado desde que apaga un láser hasta que apaga el siguiente.

Utilizando el circuito descrito previamente se simularon doce velocidades diferentes desde 100 hasta 1.200 m/s, y se adquirieron 20 medidas para cada una de las velocidades simuladas. La precisión y el error experimental obtenidos con este proceso se pueden ver en la Figura 2.9. Usando este procedimiento de test, es posible simular casi cualquier velocidad de proyectil sin tener que recurrir a realizar los ensayos de impacto reales, economizando así en tiempo y en dinero. Como se puede ver en la Figura 2.9, el error de medida para las velocidades más altas presenta una leve desviación negativa. Por lo tanto, el valor experimental obtenido para la velocidad del proyectil es algo inferior al valor real esperado. Esta tendencia en la desviación se puede atribuir a un error sistemático en el proceso de adquisición de las señales de disparo o en el procesamiento de los datos experimentales. Sin embargo, esta pequeña desviación no es relevante para los ensayos de impacto a los que está orientado el sistema.

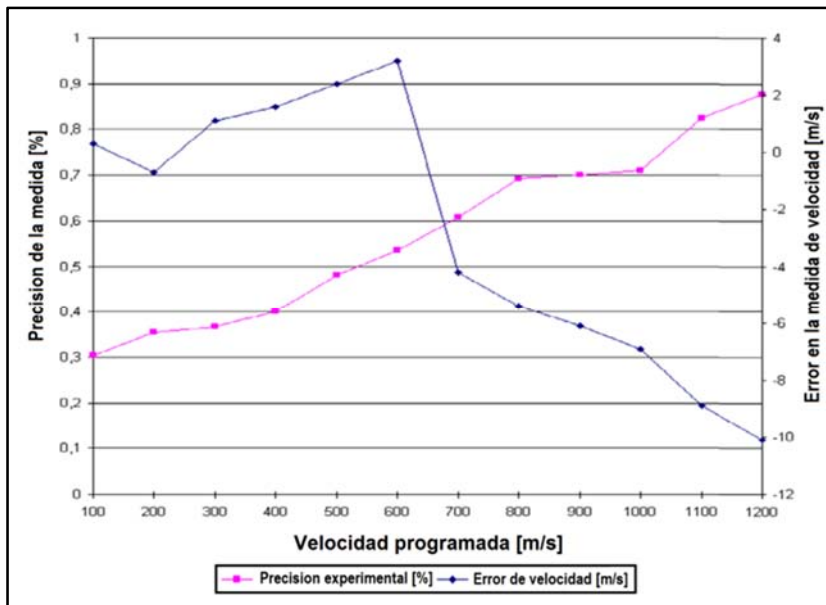


Figura 2.9. Precisión experimental y error de la medida frente a la velocidad simulada.

Además del circuito de prueba, en el sistema final del medidor se ha implementado otro circuito adicional de test que permite simular una velocidad de proyectil de 1000 m/s. Esta función permite verificar el sistema antes de cualquier ensayo o medición real (Figura 2.6. Izda.).

El sistema de medida una vez desarrollado, implementado y en condiciones normales de funcionamiento, es decir, las tres barreras ópticas operativas (Figura 2.10), fue probado y utilizado en ensayos reales de impacto. El sistema ofreció unos buenos resultados en cuanto a precisión y error en la medida.

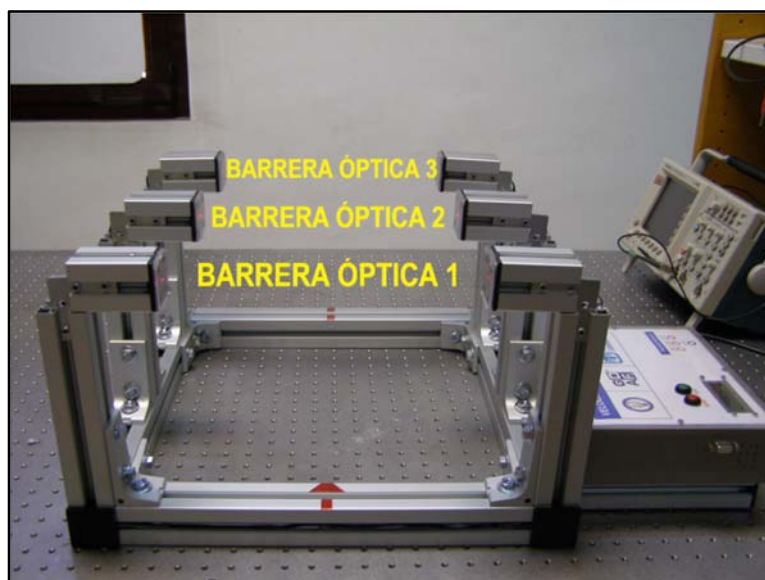


Figura 2.10. Fotografía del sistema de medición de velocidad de proyectiles para ensayos de impacto sobre estructuras aeronáuticas y aeroespaciales.

2.5 CONCLUSIONES

- Se ha diseñado, desarrollado e implementado un sistema optoelectrónico para la medición de velocidad de proyectiles en ensayos de impacto sobre estructuras aeronáuticas y aeroespaciales.
- El sistema es capaz de medir la velocidad de objetos de calibre pequeño, en el rango de velocidades subsónicas desde los 30 m/s hasta supersónicas inferiores a 1200 m/s.
- El sistema se ha implementado para realizar la medida de velocidad registrando el paso del proyectil a través de tres barreras ópticas, de tal forma que la detección es sin contacto y no destructiva.
- El cálculo de la velocidad del proyectil lo realiza un microcontrolador que muestra, además de otros mensajes relativos al sistema, el resultado en una pantalla LCD integrada en el sistema además de enviarlo a un ordenador remoto mediante protocolo serie.
- La precisión en la medida de velocidad fue analizada teóricamente y experimentalmente evaluada. Se obtuvieron resultados de error de precisión inferiores al 1% para el peor de los casos, en el que sólo dos barreras estuviesen operativas.
- La precisión de la medida depende principalmente de la velocidad del proyectil, de la distancia entre las barreras y de la frecuencia de reloj del

microcontrolador, pudiéndose mejorar separando las barreras y aumentando la frecuencia del reloj.

- Gracias a un circuito específicamente diseñado e implementado que ajusta los niveles de comparación en las barreras ópticas, la medida de la velocidad no se ve afectada por la luminosidad ambiental.
- El sistema implementado es simple, económico y robusto frente a posibles fallos de los elementos ópticos, además de cubrir un amplio rango de velocidad (desde subsónica a supersónica).

2.6 BIBLIOGRAFÍA

[Airolidi-2006]

Airolidi A. and Cacchione B.

"Modelling of impact forces and pressures in Lagrangian bird strike analyses"
International Journal of Impact Engineering, 32 (10): 1651-77, 2006

[Alon-1989]

Alon Y.

"Doppler radar method and apparatus for measuring a projectile's muzzle velocity"
United States, Lear Siegler, Inc. (Santa Monica, CA). 4837718 1989

[Anghileri-2005]

Anghileri M., Castelletti L.M.L., Invernizzi F. and Mascheroni M.

"A survey of numerical models for hail impact analysis using explicit finite element codes"

International Journal of Impact Engineering, 31 (8): 929-44, 2005

[BEA-2004]

BEA

"Accident on 25 July 2000 at La Patte d'Oie in Gonesse (95) to the Concorde registered F-BTSC operated by Air France".2004

[Bradley-2009]

Bradley A.M. and Wein L.M.

"Space debris: Assessing risk and responsibility"

Advances in Space Research, 43 (9): 1372-90, 2009

[Crittenden Jr.-1973]

Crittenden Jr. E.C.M., CA), King, Richard Allan (Singapore, SG), Andrews, Thomas Clyde (Fresno, CA)

"Target measurement system for precise projectile location"

United States, Litton Systems Inc. (Beverly Hills, CA). 3727069.1973

[Dancygier-2007]

Dancygier A.N., Yankelevsky D.Z. and Jaegermann C.

"Response of high performance concrete plates to impact of non-deforming projectiles"

International Journal of Impact Engineering, 34 (11): 1768-79, 2007

[Hartwig-1986]

Hartwig R.

"Accuracy of velocity measurement of projectiles with fins and tracers by means of sky-screens"

J. Ballist., 9 (3): 2299-310, 1986

[Liou-2004]

Liou J.C., Hall D.T., Krisko P.H. and Opiela J.N.

"LEGEND - a three-dimensional LEO-to-GEO debris evolutionary model"

Advances in Space Research, 34 (5): 981-86, 2004

[Luo-2010]

Luo H.-e., Gu J.-l., Chen P., Xia Y., Guo J.-g. and Li B.-m.

"Velocity measurement based on orthogonal CCD shadow photograph system in Ballistic range"

The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 17 (1): 127-30, 2010

[Meguid-2008]

Meguid S.A., Mao R.H. and Ng T.Y.

"FE analysis of geometry effects of an artificial bird striking an aeroengine fan blade"

International Journal of Impact Engineering, 35 (6): 487-98, 2008

[Mines-2007]

Mines R.A.W., McKown S. and Birch R.S.

"Impact of aircraft rubber tyre fragments on aluminium alloy plates: I - Experimental"

International Journal of Impact Engineering, 34 (4): 627-46, 2007

[Moss-1995]

Moss G.M., Leeming D.W. and Farrar

Military Ballistics, New Battlefield Weapons Systems and Technology Series into the 21st Century.

B. s. U. Ltd. London. 1995

[Mu-2011]

Mu Z. and Zhang W.

"An investigation on mass loss of ogival projectiles penetrating concrete targets"

International Journal of Impact Engineering, 38 (8-9): 770-78, 2011

[Nguyen-2009]

Nguyen S.N., Greenhalgh E.S., Iannucci L., Olsson R. and Curtis P.T.

"Improved models for runway debris lofting simulations"

Aeronautical Journal, 113 (1148): 669-81, 2009

[Paulter-2009]

Paulter N.G. and Larson D.R.

"Reference ballistic chronograph"

Optical Engineering, 48 (4): 2009

[Schonberg-2010]

Schonberg W., Schafer F. and Putzar R.

"Hypervelocity impact response of honeycomb sandwich panels"

Acta Astronautica, 66 (3-4): 455-66, 2010

[Schroder-1999]

Schroder K.A., Allen R.J., Parker J.V. and Snowden P.T.

"In-bore measurements using an optical data link"

Magnetics, IEEE Transactions on, 35 (1): 95-99, 1999

[Smojver-2011]

Smojver I. and Ivancevic D.

"Bird strike damage analysis in aircraft structures using Abaqus/Explicit and coupled Eulerian Lagrangian approach"

Composites Science and Technology, 71 (4): 489-98, 2011

[Wilde-1973]

Wilde A.F., Royslance D.K. and Rogers J.M.

"PHOTOGRAPHIC INVESTIGATION OF HIGH-SPEED MISSILE IMPACT UPON NYLON FABRIC .1. ENERGY ABSORPTION AND CONE RADIAL-VELOCITY IN FABRIC"

Textile Research Journal, 43 (12): 753-61, 1973

[Xuan-2006]

Xuan H.J. and Wu R.R.

"Aeroengine turbine blade containment tests using high-speed rotor spin testing facility"

Aerospace Science and Technology, 10 (6): 501-08, 2006

[Yu-2009]

Yu J.Y., Wang X.M. and Li Y.X.

"Velocity and Position Measurement for Projectile Using Double Optical Detectors and Reflectors"

2009 Symposium on Photonics and Optoelectronics (Sopo 2009), 480-83, 2009

[Zukas-1992]

Zukas J.A., Nicholas T. and Swift H.F.

Impact Dynamics Florida., Krieger Pub Co. 1992

CAPÍTULO 3

SENSOR DE MEDIDA DE VELOCIDAD DEL AIRE PARA TÚNEL DE VIENTO BASADO EN EL DESPRENDIMIENTO DE VÓRTICES UTILIZANDO FIBRA ÓPTICA DE PLÁSTICO.

3.1 INTRODUCCIÓN

Existe una gran variedad de equipos de medida, basados en diferentes métodos o técnicas que se apoyan en fenómenos físicos diversos, para medir la velocidad de un flujo de un fluido como es el aire. Una de las técnicas más comúnmente utilizada se basa en un fenómeno fluidodinámico conocido como desprendimiento de vórtices [Clarke-2002; Akresh-2010], en el que, bajo ciertas condiciones del flujo de aire, un cuerpo con dimensiones longitudinal y transversal similares medidas en la dirección del flujo y situado en el interior de éste, causará un patrón repetitivo de remolinos que se desprenderán del cuerpo y viajarán en la dirección del flujo. Este fenómeno de remolinos es más comúnmente conocido como la calle de vórtices de Kármán [Kármán-1963] en honor al científico que estudió la dinámica de los fluidos Theodore

von Kármán. Estos vórtices se desprenden o despegan alternativamente de cada lado del cuerpo con una periodicidad regular. Este fenómeno de desprendimiento de vórtices es muy habitual y se puede encontrar fácilmente en la naturaleza cuando las condiciones de velocidad y de turbulencia del viento son las apropiadas, por ejemplo, son los causantes del *silbido* que en ocasiones se genera en los cables de tendidos eléctricos o de la vibración lateral que ocurre en las antenas de los coches. En la Figura 3.1 se ve como se forman los vórtices de Kármán cuando un frente de nubes atraviesa sobre las Islas Canarias [web-2010].

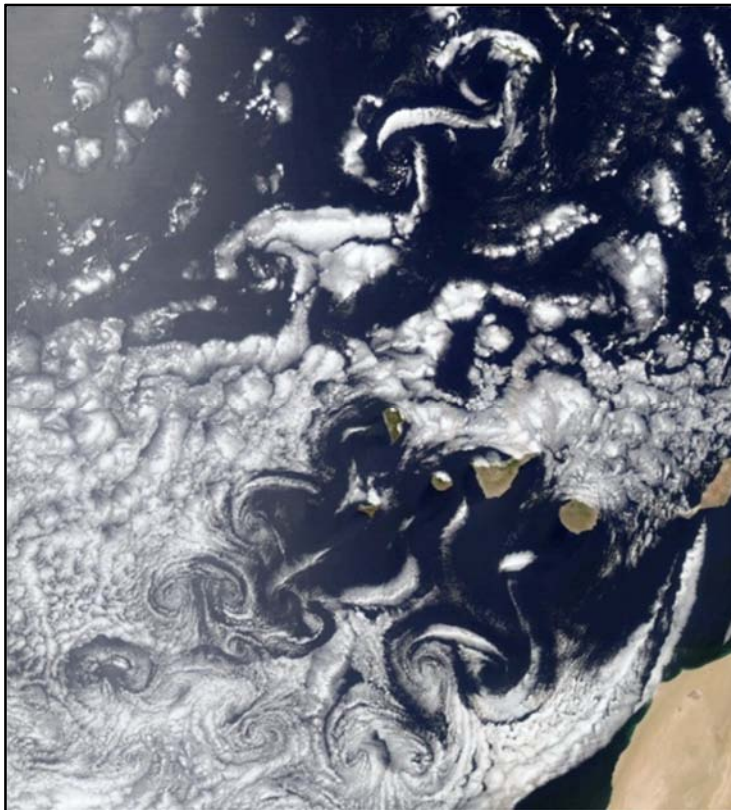


Figura 3.1. Fenómeno atmosférico de desprendimiento de los vórtices de Kármán formados por un frente de nubes a su paso por las Islas Canarias [web-2010].

La dinámica de la formación y desprendimiento de estos vórtices de Kármán ha sido ampliamente estudiada y, se sabe, que la frecuencia con que se desprenden depende del tamaño del cuerpo y, también, de la velocidad media del flujo fluido [White-1999]. Es dicha dependencia en la que se basan los medidores de velocidad de flujo o caudalímetros, de forma que midiendo la frecuencia de desprendimiento de los vórtices se puede deducir la velocidad del flujo que los ha generado.

Los medidores de flujo basados en la detección de la frecuencia de desprendimiento de los vórtices, son especialmente diseñados para que el cuerpo situado en la dirección del flujo, que es una de las partes más importantes del caudalímetro, garantice una generación de vórtices detectables y regulares [Miau-1993; Bentley-2003; Peng-2004].

Un vórtice que se ha desprendido del cuerpo que lo genera, provoca fluctuaciones de la velocidad y de la presión en el flujo según se aleja del cuerpo, por tanto si se quiere medir la frecuencia de desprendimiento de los vórtices, el elemento sensor debe situarse *aguas abajo* del cuerpo para que pueda medir estas fluctuaciones. Para detectar estas fluctuaciones se pueden utilizar distintas técnicas de sensado: de presión, velocidad, o térmicas [Venugopal-2011]. Alternativamente, para detectar los vórtices desprendidos también se pueden usar técnicas de sensado basadas en fibra óptica, en el que la fibra sirve de cuerpo que genera los vórtices y, al mismo tiempo, de elemento sensor [Leilabady-1984; Barton-1986].

Para mediciones en flujos de agua, hasta la actualidad, se han publicado diversos medidores de caudal basados en distintas técnicas con fibra óptica. Entre las técnicas señaladas, están las basadas en fibras ópticas monomodo (SMF) que utilizan técnicas interferométricas, donde tanto topologías Michelson como la Fabry-Perot han sido demostradas con éxito [Leilabady-1984]. En el caso de fibra óptica multimodo (MMF), ya sean de sílice o de plástico, las técnicas de detección se basan fundamentalmente en la interferencia modal [Lyle-1981] y en las pérdidas por curvatura [Barton-1986].

En este capítulo se va a estudiar, analizar, implementar y medir en un túnel de viento dos tipos diferentes de medidores de velocidad de flujo. Ambos utilizan fibra óptica de plástico y se basan en la modulación de la potencia óptica transmitida, la cual es debida a las pérdidas de radiación por curvatura ocasionadas por las oscilaciones inducidas por los vórtices en la fibra polimérica [Arrue-1996; Arrue-2001]. Uno de los sensores de velocidad que se va a analizar, se ha implementado por primera vez utilizando fibra de plástico de índice gradual (GIPOF). En este sensor, al igual que en los implementados con otro tipo de fibras ópticas que se pueden encontrar en la bibliografía, la fibra se coloca en el interior del túnel de viento y actúa, tanto del cuerpo que genera los vórtices en el aire, como de sensor de la frecuencia de desprendimiento. A partir de la medida de la frecuencia se determina la velocidad del aire.

El otro sensor de velocidad del aire que se presenta en este capítulo se implementará con fibra de plástico de salto de índice y 1mm de diámetro exterior. Con este medidor se presenta una novedosa técnica para la medida de la velocidad del aire utilizando fibra óptica polimérica. La fibra se coloca igualmente dentro del flujo de aire, pero se sitúa unos centímetros por detrás de un cilindro circular. Los vórtices de

aire, generados por el cilindro, impactarán sobre la fibra de plástico, provocando que ésta vibre. Analizando la variación de potencia de la señal óptica transmitida por la fibra, justo a su frecuencia de resonancia, se ha probado que esta potencia es proporcional a la velocidad media del aire.

El objetivo de este capítulo es validar, teórica y experimentalmente, los dos medidores de velocidad de aire propuestos basados en dos tipos de fibra óptica de plástico. El capítulo se ha organizado de la siguiente manera. En la sección 2 se realiza un estudio teórico previo del fenómeno del desprendimiento de vórtices que ayudará a comprender el principio de funcionamiento de los dos medidores de velocidad implementados. El montaje experimental se describe en la sección 3. En la sección 4 se presentan, independientemente para cada medidor, los resultados experimentales obtenidos en un túnel de viento con velocidades en el rango de 4 ms^{-1} a 10 ms^{-1} . Para finalizar el capítulo, se resumen en la sección 5, las principales conclusiones de este trabajo.

3.2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Cuando un flujo fluido pasa a lo largo de un cilindro circular situado transversalmente a la dirección del flujo, el fluido genera un patrón repetitivo de vórtices que se desprenden del cilindro y se mueven *aguas abajo* en el sentido de movimiento del flujo [Kármán-1963]. Un flujo fluido, con velocidad u , densidad ρ y viscosidad η , que pasa a lo largo de un cilindro circular con un diámetro d , genera el fenómeno conocido como vórtices de Kármán cuando las condiciones del flujo cumplen que el número de Reynolds ($Re = \rho u d / \eta$) está dentro de un amplio rango de valores ($40 < Re < 10^5$) [Incropera-1999]. Cuando esta condición se satisface, los vórtices se desprenden de ambos laterales del cilindro circular con una cierta periodicidad que, matemáticamente, se puede calcular con la siguiente expresión:

$$f_{\text{vortex}} = \frac{St \cdot u}{d} \quad (3.1)$$

donde St es el número adimensional de Strouhal, que varía dependiendo del régimen de Reynolds del flujo, pero se puede considerar aproximadamente constante e igual a 0,2 para un cilindro circular con un régimen dentro del rango de $10^2 < Re < 10^5$ [Chen-1985].

3.2.1 MEDIDOR DE VELOCIDAD BASADO EN LA FRECUENCIA DE DESPRENDIMIENTO DE VÓRTICES

Como se ha explicado en la introducción de este capítulo, se van a estudiar dos medidores de flujo distintos, ambos implementados con fibra de plástico y los dos

utilizan el desprendimiento de vórtices para calcular la velocidad promedio del aire. En el caso del medidor realizado con fibra GIPOF, ésta se coloca transversalmente a la dirección del flujo de aire y, si se cumplen las condiciones de Reynolds, desde la fibra se desprenderán los vórtices generados por el flujo, tal y como se muestra en la Figura 3.2.

Cuando se está formando un vórtice en uno de los lados, alrededor de la fibra se forma un patrón de flujo asimétrico, es decir, la velocidad por un lado de la fibra es distinta a la del otro y, por tanto, cambia la distribución de presiones. Esta generación continua de vórtices provoca fuerzas laterales periódicas sobre la fibra, llegando a ocasionar su vibración.

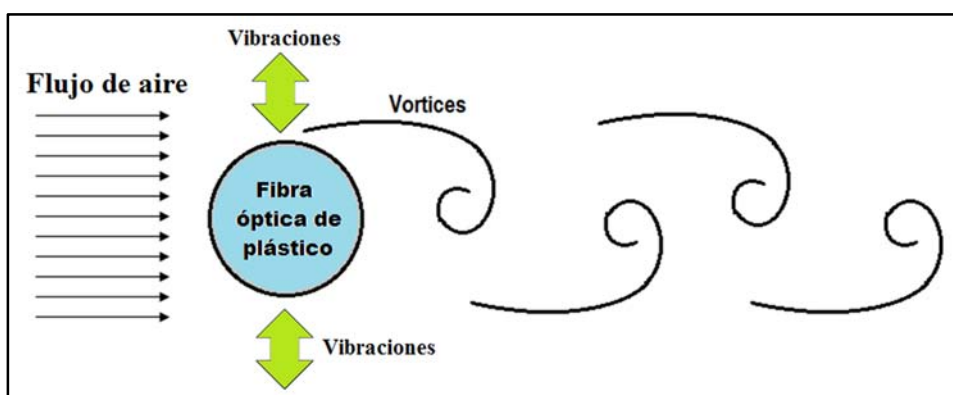


Figura 3.2. Oscilación causada en una fibra de plástico por el desprendimiento de vórtices cuando la fibra está transversal a la dirección del flujo fluido.

Para un cuerpo cilíndrico rígido, la vibración inducida por el desprendimiento de vórtices se produce a la frecuencia f_{vortex} de la ecuación (3.1). Sin embargo, la fibra óptica de plástico, que está sujeta en ambos extremos es elástica y se comportará de forma análoga a las cuerdas de un instrumento musical. Por esto, la fibra no podrá vibrar a cualquier frecuencia, sólo lo hará a su frecuencia natural de vibración y sus correspondientes armónicos. La frecuencia de resonancia está directamente relacionada con la masa, longitud, y la tensión de la cadena. Las frecuencias de vibración permitidas para la fibra GIPOF vendrán dadas por la ecuación:

$$f_n = \frac{n+1}{2 \cdot l} \sqrt{\frac{T}{\mu}} \quad (3.2)$$

donde, n es el armónico de la oscilación y es múltiplo de la frecuencia natural ($n=0$), l es la longitud de la fibra, T la tensión a la que está sometida y μ es su densidad longitudinal, es decir, su masa por unidad de longitud.

Con la ecuación (3.2) queda demostrado que la fibra no puede vibrar a cualquier frecuencia y, por tanto, habrá velocidades de aire que generen frecuencias de desprendimiento de vórtices que coincidan con algún armónico de vibración de la fibra y otros no. Entonces, la respuesta en frecuencias de vibración del sistema con la fibra GIPOF es una serie de armónicos con intervalos $\Delta f = f_1 - f_0$, que estarán relacionados con incrementos de velocidad Δu , deducido combinando las ecuaciones (3.1) y (3.2), con lo que se obtiene la siguiente expresión:

$$\Delta u = \frac{d}{St \cdot 2 \cdot l} \sqrt{\frac{T}{\mu}} \quad (3.3)$$

Por tanto, los únicos parámetros que se pueden ajustar para conseguir un incremento de velocidad pequeño, son los valores de la tensión T aplicada a la fibra y su longitud l . Se deben escoger unos valores que permitan una diferencia en frecuencia entre armónicos pequeña y, por tanto, que faciliten el sensado de las frecuencias de oscilación en la fibra inducidas por el desprendimiento de vórtices para pequeñas variaciones de velocidad dentro del rango de operación del túnel de viento.

3.2.2 MEDIDOR DE VELOCIDAD BASADO EN LA AMPLITUD A LA FRECUENCIA NATURAL DE VIBRACIÓN

En el caso del medidor de velocidad de flujo implementado con fibra de plástico de salto de índice, se coloca un cilindro de mayor diámetro que la fibra situada transversal al flujo, con esto se consigue que se generen, en el flujo de aire, el desprendimiento de vórtices. Estos vórtices impactarán con la fibra de plástico que está colocada a una cierta distancia detrás del cilindro, tal y como se puede ver en la Figura 3.3.

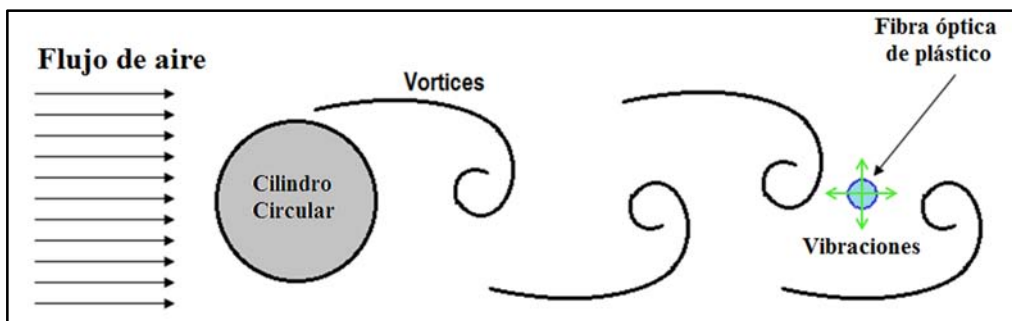


Figura 3.3. Vibración causada en una fibra de plástico por el impacto de los vórtices desprendidos desde el cilindro situado *aguas arriba*.

Cuando un vórtice, desprendido desde el cilindro, atraviesa o impacta con la fibra de plástico, por la variación de presión que produce el vórtice, ocasionará que la fibra oscile a una determinada frecuencia, a su frecuencia natural de vibración. Como se ha visto anteriormente, la frecuencia natural para una fibra de longitud l , bajo una

tensión T y con una densidad longitudinal μ , se obtiene de considerar $n=0$ en la ecuación (3.2), es decir:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot l} \sqrt{\frac{T}{\mu}} \quad (3.4)$$

En esta situación, se puede considerar a la fibra de plástico como un sistema oscilatorio. Cuando al sistema se le aplica una fuerza externa periódica, la amplitud de las oscilaciones del sistema a su frecuencia natural de vibración dependen de la amplitud de la fuerza externa, F , y de su frecuencia, f_{ext} [Ingard-1970]. La amplitud, A , de las oscilaciones se puede escribir con una relación de proporcionalidad de la siguiente manera:

$$A \propto \frac{F}{|f_0^2 - f_{ext}^2|} \quad (3.5)$$

Como ya se ha comentado, dado que la fibra se encuentra bajo una fuerza periódica externa inducida por los vórtices, la frecuencia de la fuerza externa se puede obtener de la ecuación (3.1). La amplitud de la fuerza está dada por la amplitud de la variación de la presión inducida por los vórtices, que es aproximadamente proporcional al cubo de la velocidad media del flujo [Webster-1992; Sun-2007; Sherrer-2008]. Por lo tanto, la ecuación (3.5) puede escribirse como:

$$A \propto \frac{u^3}{\left| f_0^2 - \left(\frac{St \cdot u}{d} \right)^2 \right|} \quad (3.6)$$

Eligiendo adecuadamente la longitud l de la fibra y la tensión T , para conseguir que la frecuencia natural de la fibra sea más baja que la frecuencia de desprendimiento de vórtice, la amplitud de las oscilaciones de la fibra serán proporcionales a la velocidad media del flujo de aire. Por lo tanto la ecuación (3.6) podría ser finalmente expresada como:

$$A \propto \frac{\overbrace{u^3}^{f_0 < St \cdot u/d}}{\left| f_0^2 - \left(\frac{St \cdot u}{d} \right)^2 \right|} \approx \frac{u^3}{\left(\frac{St \cdot u}{d} \right)^2} = \frac{u \cdot d}{St} \quad (3.7)$$

De la ecuación (3.7) obtenida teóricamente, se desprende que la amplitud de las oscilaciones en la fibra de plástico, como consecuencia del desprendimiento de vórtices desde el cilindro situado aguas arriba, es función de la velocidad media del

flujo, siempre y cuando se cumpla que la frecuencia de desprendimiento de los vórtices es mayor que la frecuencia natural de vibración de la fibra óptica de plástico.

3.3 MONTAJE EXPERIMENTAL

Tanto para el medidor de velocidad de flujo por detección de la frecuencia de desprendimiento de vórtices, como en el basado en la medida de la potencia de la amplitud a la frecuencia natural de vibración de la fibra, el montaje experimental llevado a cabo para validar su comportamiento es muy similar. En la Figura 3.4 se muestra de forma esquematizada el montaje experimental realizado. Los puntos comunes entre ambos experimentos son que en los dos casos la fibra óptica atraviesa transversalmente la sección del túnel de viento (de 0.12 x 0.12m). Las fibras ópticas están fijadas con unas abrazaderas, donde antes de ser fijadas se ha ajustado la tensión aplicada gracias a un peso que tira de la fibra, situado por debajo de una polea.

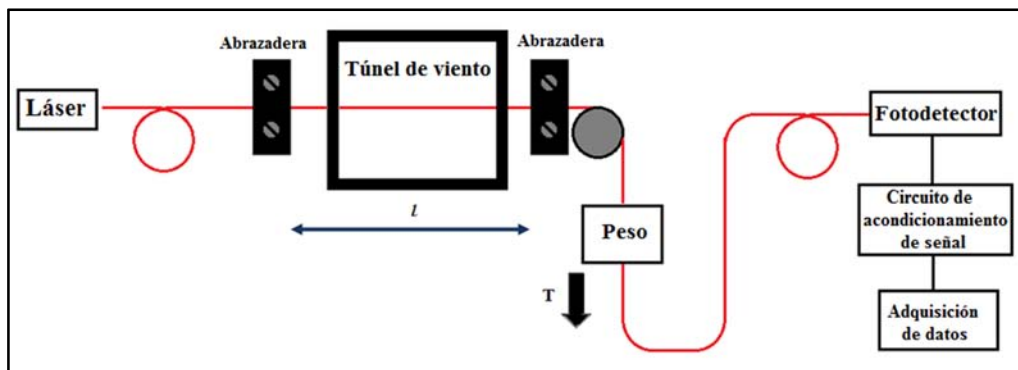


Figura 3.4. Montaje experimental para los medidores de velocidad de aire basados en fibra óptica de plástico en el túnel de viento.

También, para ambos casos, la potencia óptica transmitida por la fibra es recogida por un fotodiodo, cuya señal de salida es tratada por un circuito acondicionador y, posteriormente, adquirida con una tarjeta de adquisición de datos NI USB-6009 de *National Instrument*. De este modo, utilizando un programa desarrollado en *LabView*, es más sencillo analizar espectralmente las señales adquiridas.

El túnel para generar el flujo de viento consta de dos ventiladores comerciales, y se ha diseñado para generar un flujo laminar de aire con velocidades en el rango de 4ms^{-1} a 10ms^{-1} . Para comparar las medidas obtenidas experimentalmente, se dispone de un anemómetro PCE-009 de hilo caliente que mide la velocidad media del aire y que se coloca *aguas abajo* del experimento.

A continuación se describirán las características particulares para los dos medidores de velocidad de flujo implementados, detallando las partes más características de cada uno.

3.3.1 MONTAJE PARA EL MEDIDOR DE VELOCIDAD BASADO EN LA FRECUENCIA DE DESPRENDIMIENTO DE VÓRTICES

Como ya se explicó en la introducción, el medidor basado en la detección de la frecuencia de desprendimiento de vórtices emplea una fibra óptica de plástico de índice gradual (GigaPOF-120SR). Se ha utilizado un láser con longitud de onda de 1310 nm para inyectarle la potencia óptica a la fibra. En el otro extremo de la fibra se ha colocado un fotodetector amplificado, PDA10CS, para recoger la potencia óptica transmitida por la fibra.

Dado que la fibra GIPOF es el cuerpo que genera los vórtices, en el flujo de aire hay que asegurarse que, a las velocidades del aire proporcionadas por el túnel de viento, y para las dimensiones de la fibra, el flujo cumpla los criterios de Reynolds que aseguren que los vórtices se desprenden a una frecuencia proporcional a la velocidad del aire, tal y como indicaba la ecuación (3.1). La condición que se debe cumplir es que el número de Reynolds ($Re = \rho u d / \eta$) esté en el rango de $10^2 < Re < 10^5$ [Chen-1985]. Considerando la densidad del aire, $\rho = 1.225 \text{ kg} / \text{m}^3$, a temperatura ambiente y su viscosidad, $\mu = 1.8 \cdot 10^{-5} \text{ kg} / \text{m s}$, se obtiene para la velocidad mínima del aire en el túnel de viento, $u_{min} = 4 \text{ ms}^{-1}$, un $Re_{min} = 132$. Para la velocidad máxima, $u_{max} = 10 \text{ ms}^{-1}$, se obtiene un $Re_{max} = 330$.

Una vez verificado que, la frecuencia de desprendimiento de vórtices es proporcional a la velocidad media del aire (para el rango de velocidades del túnel de viento) se debe fijar los valores de la longitud de la fibra GIPOF y la tensión que se le debe aplicar. El objetivo es que las frecuencias armónicas, a las que puede vibrar la fibra, no estén muy separadas y así conseguir diferenciar variaciones pequeñas de la velocidad del aire, tal y como se dedujo en la ecuación (3.3). Para calcular, Δu , se necesita la densidad lineal de la fibra GIPOF, que se desconoce, pero como se sabe que está hecha con un material comercial conocido como Cytop[®], cuya densidad es de $2,03 \text{ gr/cm}^3$, se puede deducir que la densidad lineal de la fibra será aproximadamente de $\mu = 3,8 \times 10^{-4} \text{ kg/m}$. Una vez conocido este dato, se ha fijado una tensión en la fibra de $T = 1 \text{ N}$ y una longitud de fibra $l = 62 \text{ cm}$, para conseguir una variación de $\Delta u = 0,1 \text{ ms}^{-1}$.

3.3.2 MONTAJE PARA EL MEDIDOR DE VELOCIDAD BASADO EN LA MEDIDA DE AMPLITUD A LA FRECUENCIA NATURAL DE VIBRACIÓN

En este montaje, la diferencia más importante es que, aparte de la fibra de plástico (HFBR-RUS500) de salto de índice y 1mm de diámetro, el desprendimiento de

vórtices lo genera un cilindro de 1cm de diámetro colocado una cierta distancia antes de la fibra. Para excitar la fibra se ha utilizado un láser LED rojo con longitud de onda de 650 nm, y se ha colocado en el otro extremo de la fibra un fotodetector amplificado, PDA100A-EC, para recoger la potencia óptica transmitida por la fibra.

Para el rango de velocidades del túnel de viento y, teniendo en cuenta que ahora es el cilindro el que genera los vórtices, se consiguen unos valores para el número del Reynolds en el rango $2693 < Re < 6734$. Por tanto, al igual que en el montaje con la fibra GIPOF, la frecuencia de desprendimiento de vórtices es proporcional a la velocidad media del aire.

Este montaje se basa en que la amplitud de la oscilación de la fibra, a su frecuencia natural, es proporcional a la velocidad del aire tal y como muestra la ecuación (3.7). Sin embargo, para que esta ecuación sea válida se tiene que cumplir que, la frecuencia natural de vibración de la fibra sea menor a la frecuencia de la fuerza externa periódica, es decir, la de los vórtices. La frecuencia de desprendimiento de vórtices más baja, f_{vortex_min} , de acuerdo a la ecuación (3.1), corresponde a la velocidad mínima del aire en el túnel de viento, y sería:

$$f_{vortex_min} = \frac{0,2 \cdot 4}{0,01} = 80\text{Hz} \quad (3.8)$$

Se debe elegir, adecuadamente, la longitud de la fibra y la tensión que se le aplica para garantizar que la frecuencia natural de vibración es inferior a los 80Hz. La frecuencia natural de vibración se calcula utilizando la ecuación (3.4), en la que es necesario disponer de la densidad longitudinal de la fibra. En este caso, la fibra óptica empleada está realizada con un material denominado PMMA que tiene una densidad de $1,2 \text{ gr/cm}^3$, sabiendo el diámetro de la fibra se puede calcular que la densidad lineal es de $\mu = 9,4 \times 10^{-4} \text{ kg/m}$. Aplicando una tensión similar al caso anterior $T=1\text{N}$ y tomando una longitud de fibra $l=50\text{cm}$, la frecuencia natural de vibración de la fibra quedaría:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot 0,5} \sqrt{\frac{1}{9,4 \cdot 10^{-4}}} = 32,6\text{Hz} \quad (3.9)$$

En consecuencia, como la condición $f_0 < f_{vortex}$ se cumple, la amplitud de la oscilación de fibra a su frecuencia natural será proporcional a la velocidad del flujo de aire.

3.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los medidores de flujo basados en fibra óptica de plástico se han implementado y probado en un túnel de viento real construido en el laboratorio del GDAF de la UC3M. La Fig. 4 muestra una fotografía de la configuración del experimento. Con el objetivo

de incrementar las pérdidas por radiación por curvatura, una de las abrazaderas de la fibra se inclina 45° [Webster-1992].

Se han realizado varias medidas experimentales para los medidores de velocidad de del flujo de aire basados en POF. Se han caracterizado los medidores tomando medidas dentro del rango de velocidades del túnel cada $0,5 \text{ ms}^{-1}$. La señal de salida recogida por los fotodiodos amplificadores, se filtran y amplifican antes de ser adquiridas para estudiar su espectro de frecuencia.



Figura 3.5. Montaje experimental real implementado con uno de los medidores de flujo basados en fibra óptica de plástico.

3.4.1 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL MEDIDOR DE VELOCIDAD BASADO EN LA FRECUENCIA DE DESPRENDIMIENTO DE VÓRTICES

En la Figura 3.6 se muestran los resultados experimentales obtenidos con el medidor de frecuencia de desprendimiento de vórtices basado en fibra GIPOF.

En la Figura 3.7 están representadas gráficamente las medidas tomadas experimentalmente junto a la predicción teórica que marca la ecuación (3.1). Las divergencias entre los resultados teóricos y los obtenidos experimentalmente pueden ser atribuidas a algunas aproximaciones realizadas en los datos de las ecuaciones que describen el comportamiento de este fenómeno físico, y también a errores producidos en la propia medida experimental. Hay que hacer notar que el experimento, en su totalidad, requiere una instrumentación bastante compleja si se desean obtener unos resultados muy precisos. En nuestro caso, todo el experimento ha sido diseñado y construido con los medios disponibles en el laboratorio y los resultados muestran una razonable concordancia entre lo esperado (teóricamente) y lo medido de forma experimental.

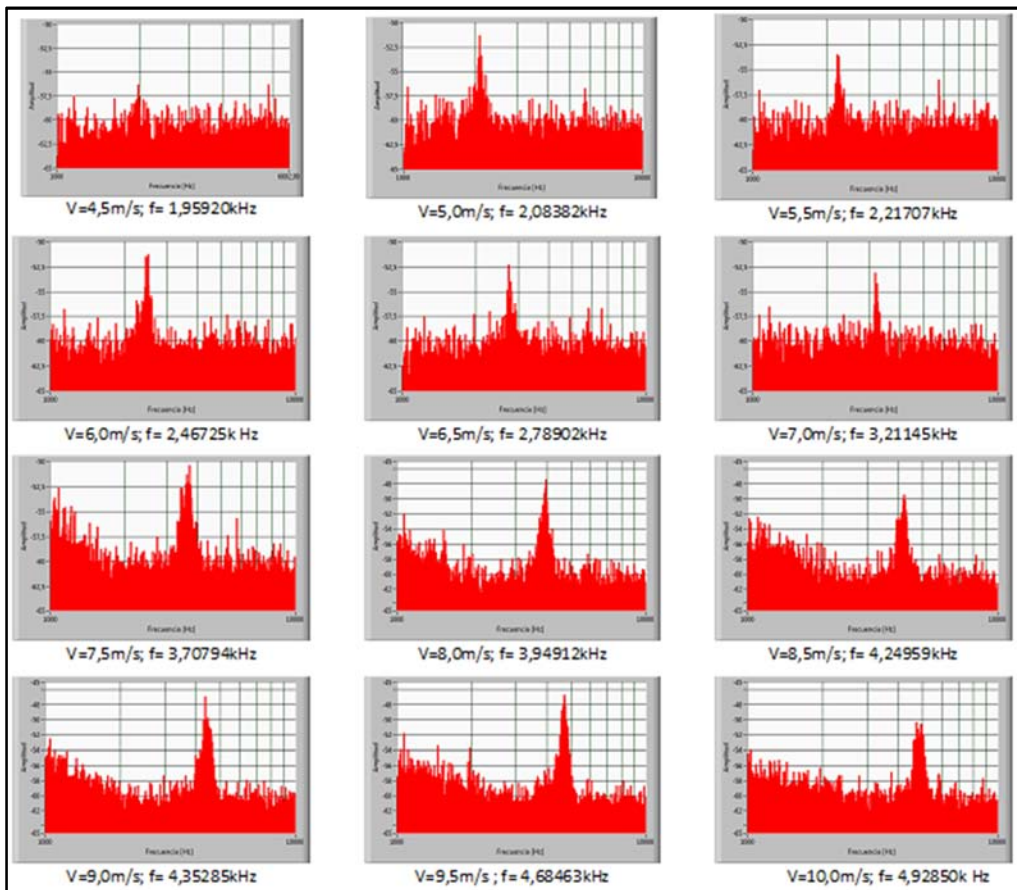


Figura 3.6. Frecuencias de desprendimiento de los vórtices obtenidas con el medidor de flujo basado en fibra GIPOF.

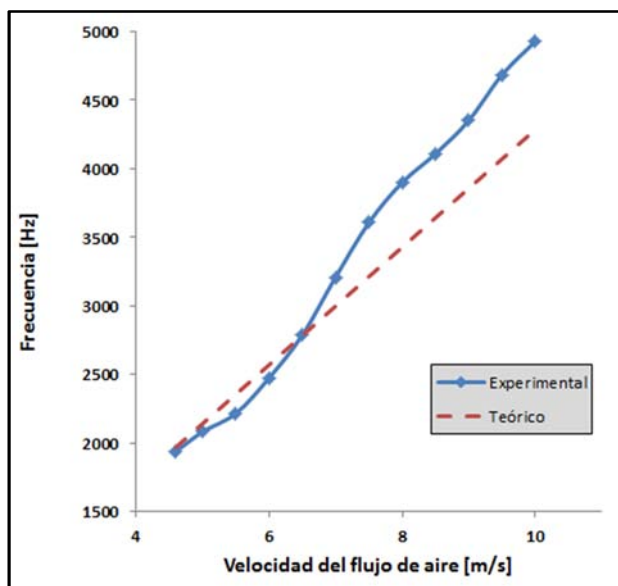


Figura 3.7. Frecuencia de desprendimiento de vórtices medida experimentalmente frente a la velocidad del flujo. La línea punteada representa la predicción teórica de Strouhal.

3.4.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL MEDIDOR DE VELOCIDAD BASADO EN LA AMPLITUD A LA FRECUENCIA NATURAL DE VIBRACIÓN

Con el fin de validar el medidor de flujo implementado, se han tomado inicialmente medidas para comprobar que la frecuencia natural de vibración de la fibra de plástico, coincide con la calculada teóricamente en la ecuación (3.9). La Figura 3.8 muestra el espectro de potencia de la señal, recibida en el fotodetector, para una velocidad de flujo arbitraria. Se comprobó experimentalmente que la frecuencia natural de vibración de la fibra es de 29,4 Hz, lo que está en razonable concordancia con el valor teórico calculado.

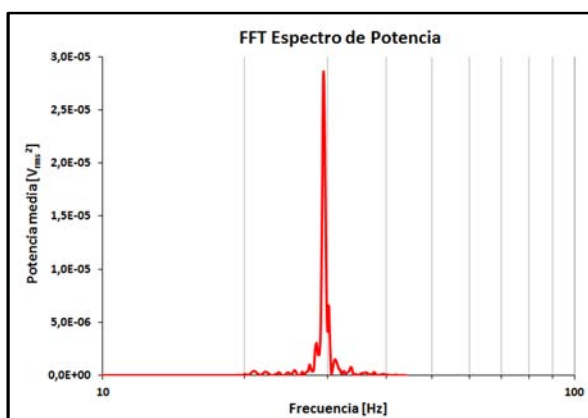


Figura 3.8. Potencia de la señal recibida en función de la frecuencia.

Al igual que en el caso del medidor de velocidad de aire implementado con fibra GIPOF, éste se ha caracterizado para el rango de velocidades del túnel de viento a intervalos de $0,5\text{ms}^{-1}$. Para cada una de las velocidades de flujo, se han tomado un total de 20 medidas. La señal de salida del fotodiodo amplificado, una vez filtrada y amplificada, se adquiere con la tarjeta de adquisición de datos y, con un programa desarrollado en LabView, se realiza un nuevo filtrado a la frecuencia natural de vibración de la fibra y se analiza la potencia de la señal a dicha frecuencia.

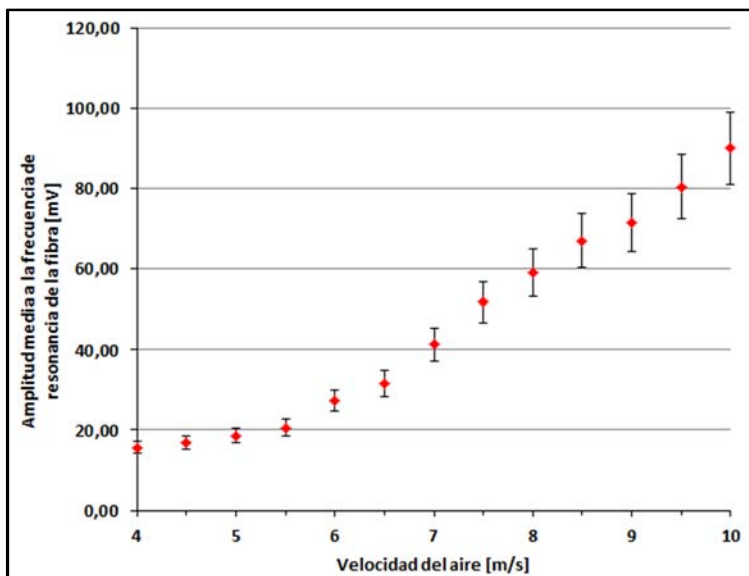


Figura 3.9. Variación experimental de la amplitud medida a la frecuencia natural de la fibra frente a la velocidad media del aire.

La Figura 3.9 se muestra la amplitud promedio medida de la potencia modulada por las pérdidas a la frecuencia natural de la fibra, frente a la velocidad de flujo de aire. La dependencia de esta amplitud respecto de la velocidad del flujo demuestra la validez de la ecuación (3.7) deducida en el análisis teórico de la sección 2.

Para los valores de velocidad del aire por encima de 5 ms^{-1} , la dependencia de la amplitud de la señal con la velocidad se puede considerar lineal. Sin embargo, al igual que ocurría en el medidor de flujo implementado con GIPOF, para velocidades inferiores, la variación de amplitud no es significativa.

Los resultados también muestran que la amplitud de la señal eléctrica medida es muy pequeña, por debajo de 100 mV, aunque este hecho se ha solucionado con un circuito de acondicionamiento adecuado en la etapa de recepción de la potencia óptica. Esta variación tan pequeña de la amplitud a la frecuencia natural de la oscilación de la

fibra se debe a que las oscilaciones producidas en la fibra, como consecuencia de los vórtices, son muy pequeñas y, por tanto, la modulación de la potencia por pérdidas de curvatura es, también, de poca amplitud. Por otra parte, se podría conseguir una amplitud de oscilación de la fibra más grande, diseñando un cuerpo desde el que se desprenden los vórtices que asegure una generación de vórtice con perfiles de presión más abruptos.

3.5 CONCLUSIONES

En este capítulo se han presentado, analizado teóricamente, implementado y medido experimentalmente, dos sensores diseñados específicamente para la medida de la velocidad de un flujo de aire. Ambos sistemas se implementan con fibra óptica de plástico multimodo como elemento sensor, pero con perfil de índice diferente, y utilizan la modulación de la potencia óptica, por pérdidas de curvatura, que se produce en la fibra para determinar la velocidad del flujo.

Los sistemas de medida implementados, comparado con otras técnicas de medida, presentan las ventajas derivadas de los sensores basados en fibra óptica, como son:

- Tamaño reducido, afectando mínimamente en la pérdida de carga del fluido.
- No circula corrientes eléctricas, por tanto estos sensores se podrían implementar para calcular la velocidad de gases inflamables.
- No tienen partes mecánicas móviles, mejorando la fiabilidad del sistema y su implementación.

Además, en comparación con los sensores de velocidad de flujo interferométricos implementados en fibra de sílice, presentan las ventajas propias de los sensores fibras de plástico de modulación de la potencia óptica por pérdidas de curvatura, es decir:

- Flexibilidad y facilidad de manejo. Las fibras utilizadas para medir la velocidad del flujo se utilizan sin su recubrimiento, por tanto el uso de fibra de plástico, más robusta y de manejo más sencillo (conectorización), supone una gran ventaja.
- Coste de implementación mucho menor. No sólo por el precio de la fibra, que es mucho menor, si no por el de toda la óptica y electrónica asociada al sistema.
- El calibrado de sistema y el análisis de la señal de salida es mucho más sencillo en un sistema de modulación por pérdidas que en un sistema interferométrico.

Respecto del medidor de velocidad de flujo basado en la frecuencia de desprendimiento de vórtices de Kármán, se puede concluir que aunque esta técnica de medida por detección de la frecuencia de vórtices utilizando fibras ópticas (tanto de sílice como de plástico) han sido ya investigadas por otros autores previamente, en este capítulo se presenta de forma novedosa un medidor de velocidad implementado en GIPOF. Los resultados experimentales conseguidos en el túnel de viento han revelado un comportamiento similar a otros sensores de velocidad de flujo implementados en fibra óptica[Lyle-1981].

En cuanto al medidor de velocidad basado en la amplitud la frecuencia natural de vibración, se ha propuesto y validado una nueva técnica de medida de la velocidad de un flujo utilizando fibra óptica de plástico de salto de índice. En los resultados experimentales se ha comprobado como para el rango de velocidad comprendido entre 5 m/s y los 10 m/s, la amplitud de la potencia óptica transmitida varía proporcionalmente con la velocidad.

3.6 BIBLIOGRAFÍA

[Akresh-2010]

Akresh M., Walker W.D. and Reindl L.

"Flow measurement using Kalman filter for smoothing vortex shedding frequency"
Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2010 IEEE,
2010.

[Arrue-1996]

Arrue J. and Zubia J.

"Analysis of the decrease in attenuation achieved by properly bending plastic optical fibres"
Optoelectronics, IEE Proceedings -, 143 (2): 135-38, 1996

[Arrue-2001]

Arrue J., Zubia J., Durana G. and Mateo J.

"Parameters affecting bending losses in graded-index polymer optical fibers"
Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, 7 (5): 836-44, 2001

[Barton-1986]

Barton J.S. and Saoudi M.

"A fiber optic vortex flowmeter"
Journal of Physics E: Scientific Instruments, 19 (1): 64, 1986

[Bentley-2003]

Bentley J.P. and Mudd J.W.

"Vortex shedding mechanisms in single and dual bluff bodies"
Flow Measurement and Instrumentation, 14 (1-2): 23-31, 2003

[Clarke-2002]

Clarke D.W. and Ghaoud T.

"Validation of vortex flowmeters"
Computing & Control Engineering Journal, 13 (5): 237-41, 2002

[Chen-1985]

Chen S.S.

"Flow-induced vibration of circular cylindrical structures".1985
<http://www.osti.gov/energycitations/servlets/purl/6331788-Rwq7xO/>

[Incropera-1999]

Incropera F.P. and DeWitt D.P.

"Fundamentos de transferencia de calor", Prentice Hall, p. 1999.

[Ingard-1970]

Ingard U., Kraushaar W.L. and Ferrer J.F.

"Introducción al estudio de la mecánica, materia y ondas", Reverte, Editorial S.A., p. 1970.

[Kármán-1963]

Kármán T.V.

"Aerodynamics", McGraw-Hill, p. 1963.

[Leilabady-1984]

Leilabady P.A., Jones J.D.C., Kersey A.D., Corke M. and Jackson D.A.

"Monomode fibre optic vortex shedding flowmeter"

Electronics Letters, 20 (16): 664-65, 1984

[Lyle-1981]

Lyle J.H. and Pitt C.W.

"Vortex shedding fluid flowmeter using optical fibre sensor"

Electronics Letters, 17 (6): 244-45, 1981

[Miau-1993]

Miau J.J., Yang C.C., Chou J.H. and Lee K.R.

"A T-shaped vortex shedder for a vortex flow-meter"

Flow Measurement and Instrumentation, 4 (4): 259-67, 1993

[Peng-2004]

Peng J., Fu X. and Chen Y.

"Flow measurement by a new type vortex flowmeter of dual triangulate bluff body"

Sensors and Actuators A: Physical, 115 (1): 53-59, 2004

[Sherrer-2008]

Sherrer G.D.B.W., Orleans, Ontario K1C 2Y7, CA)

"SYSTEM AND METHOD FOR EXTRACTING POWER FROM FLUID",

SHERRER, Gordon David (995 Buckskin Way, Orleans, Ontario K1C 2Y7, CA).2008

<http://www.sumobrain.com/patents/WO2008134868.html> Smooth, preferably variable-sweep fluid collection device surfaces disposed

[Sun-2007]

Sun Z., Zhang H. and Zhou J.

"Investigation of the pressure probe properties as the sensor in the vortex flowmeter"

Sensors and Actuators A: Physical, 136 (2): 646-55, 2007

[Venugopal-2011]

Venugopal A., Agrawal A. and Prabhu S.V.

"Review on vortex flowmeter--Designer perspective"

Sensors and Actuators A: Physical, In Press 2011

[web-2010]

web (2010). de <http://www.eosnap.com/public/media/2010/06/clouds/20100606-clouds-full.jpg>.

[Webster-1992]

Webster S. and et al.

"Air flow measurement by vortex shedding from multimode and monomode optical fibres"

Measurement Science and Technology, 3 (2): 210, 1992

[White-1999]

White F.M.

"Fluid mechanics", WCB/McGraw-Hill, p. 1999.

CAPÍTULO 4

CONVERTIDOR TEMPERATURA-FRECUENCIA BASADO EN UN DISPOSITIVO DE CRISTAL LÍQUIDO

4.1 INTRODUCCIÓN

Durante los últimos 40 años el principal mercado al que se ha enfocado la tecnología de los cristales líquidos ha sido el de los *displays* o pantallas planas (LCD). Las principales características de la tecnología basada en los CL, y que la han alzado al primer puesto en el mercado de las pantallas planas [Global Industry Analysts-2011] son: su peso, el reducido volumen y, sobre todo, su bajo consumo. A pesar de que la investigación y desarrollo, dentro de los distintos aspectos tecnológicos y científicos que rodean a los CL, ha estado orientada a la mejora de las prestaciones en su aplicación al mundo de las pantallas planas, en los últimos años se han presentado nuevas aplicaciones no relacionadas con la visualización, que han despertado el interés de la comunidad científica [Lagerwall-2009]. Dentro de estas nuevas aplicaciones cabe destacar las investigaciones surgidas en el campo de la óptica, por ejemplo las relacionadas con la óptica adaptativa basada en CL [Ren-2006; Laudyn-2009], la comunicación óptica [Lallana-2006] o, incluso, las orientadas a la seguridad documental basada en dispositivos de cristal líquido [Zhou-2011]. También se pueden

encontrar investigaciones basadas en la tecnología de CL alejadas de las aplicaciones ópticas, como pueden ser las orientadas a dispositivos electrónicos sintonizables para microondas [Gang-2002; Il Kwon-2005]. Los CL también han sido empleados como elemento transductor en diferentes tipos de sensores: sensores de compuestos orgánicos [Mujahid-2010], de fuerza transversal [Jun-2008] o de presión [Wolinski-1999].

Es ampliamente conocido que las propiedades ópticas de un dispositivo de visualización basado en CL están fuertemente influenciadas por la temperatura a la que esté sometido el material cristal líquido [Yang-2006]. Esta dependencia de las propiedades ópticas con la temperatura, es la base del desarrollo de los diferentes sensores, ópticos o electroópticos, de temperatura basados en CL que se pueden encontrar en la bibliografía [Balasubramaniam-1995; Moreira-2004; Kim-2006].

En este capítulo, se analiza, se propone y se desarrolla un novedoso sensor de temperatura implementado con un dispositivo de CL nemático, en el que éste actúa como un transductor estrictamente eléctrico. Por tanto, frente al resto de sensores de temperatura basados en cristal líquido, y al carecer de parte óptica asociada, su implementación es más sencilla, tiene un menor coste y su posible integración sería también más fácil de llevar a cabo. El sensor basa su funcionamiento en la dependencia de la anisotropía dieléctrica de los CL con la temperatura. Teniendo en cuenta esta dependencia, se ha implementado un oscilador de onda cuadrada en el que un dispositivo de cristal líquido con estructura de condensador plano, se comporta como capacidad variable con la temperatura. Los resultados obtenidos muestran unas prestaciones bastante prometedoras: un amplio rango de temperaturas donde se puede utilizar, una sensibilidad alta y ajustable y una buena estabilidad (reproducibilidad) de las medidas.

4.2 DISPOSITIVO DE CL COMO TRANSDUCTOR DE TEMPERATURA

Básicamente y de forma general, la estructura de una célula o dispositivo de CL homogéneo, consiste en dos vidrios paralelos o sustratos con una capa conductora (electrodos) en su superficie interior y un polarizador en las superficies exteriores. En las superficies interiores de los sustratos se deposita, también, una capa fina de poliimida sobre la que se realiza un procesamiento mecánico de frotado, que fuerza a las moléculas de cristal líquido a que se alineen horizontalmente con la dirección de frotado en ambas superficies y, de este modo, lograr orientación molecular homogénea que alcance a todo el volumen de CL, que quedaría entre ambos sustratos paralelos.

Las moléculas de los CL más utilizados [Bahadur-1990] son alargadas y, además presentan polaridad, lo que significa que tienen un momento dipolar permanente y, por lo tanto, el ángulo de inclinación de sus moléculas se pueden

orientar fácilmente aplicando un campo eléctrico entre los electrodos (Figura 4.1). La orientación macroscópica molecular del CL viene dada por un vector director, que indica la dirección promedio del eje principal de las moleculas.

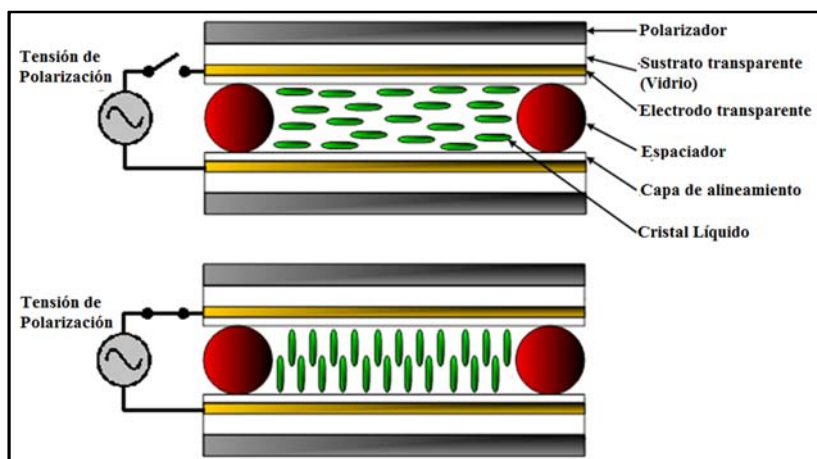


Figura 4.1. Estructura básica y principio de funcionamiento de un dispositivo del CL homogéneamente alineado.

Otra característica importante que presentan los CL es que sus propiedades físicas son anisótropas, por tanto, al medir la magnitud asociada a dicha propiedad, su valor dependerá de la dirección en que se mida.

Como consecuencia de esta anisotropía de las propiedades físicas que caracteriza a los CL, la permitividad dieléctrica absoluta de un CL también dependerá de la orientación del vector director. Cuando a un dispositivo de CL no se le aplica ninguna (o una muy baja) tensión de polarización que no afecte a la orientación de las moléculas, éstas permanecerán en su estado de reposo, es decir, paralelas a los sustratos, por tanto, la permitividad dieléctrica medida en este estado se le denomina permitividad dieléctrica perpendicular, ϵ_{\perp} . Por el contrario, si se aplica una tensión de polarización lo suficientemente elevada, las moléculas se inclinarán orientándose verticalmente, quedando paralelo el vector director y la dirección del campo eléctrico, y en este caso la permitividad dieléctrica medida se le denomina permitividad dieléctrica paralela, ϵ_{\parallel} . Si el dispositivo se polariza con una tensión intermedia, la permitividad dieléctrica medida tendría un valor intermedio entre ϵ_{\perp} y ϵ_{\parallel} . Es habitual, en la documentación técnica de los CL que suelen aportar los fabricantes, que las propiedades dieléctricas las den como permitividades relativas y no absolutas, es decir $\epsilon_{r,\perp}$ y $\epsilon_{r,\parallel}$. La relación entre ambas es:

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\perp} &= \varepsilon_{r,\perp} \cdot \varepsilon_0 \\ \varepsilon_{\parallel} &= \varepsilon_{r,\parallel} \cdot \varepsilon_0\end{aligned}\tag{4.1}$$

donde ε_0 es la permitividad del vacío.

Típicamente, la fase nemática de los CL es la más utilizada en los dispositivos basados en esta tecnología. Lo habitual en este tipo de CL es que presenten [Bücher-1974] anisotropía dieléctrica positiva, es decir, la permitividad relativa paralela es mayor que la perpendicular ($\Delta\varepsilon_r = \varepsilon_{r,\parallel} - \varepsilon_{r,\perp} > 0$).

Otra característica muy habitual de los CL es que sus propiedades físicas dependan con la temperatura, en el caso de la permitividad relativa, para los materiales con anisotropía dieléctrica positiva, esta dependencia con la temperatura es más acusada en la permitividad paralela [Kelly-2001]. En la Figura 4.2 se muestra gráficamente como la dependencia de la permitividad de un cristal líquido nemático positivo con la temperatura. Observando la pendiente de las curvas para ambas permitividades, se ve claramente como esa dependencia afecta en mayor medida a la permitividad paralela. Por encima de cierta temperatura, la temperatura de cambio de fase (T_c), el CL pasa a fase isotrópica en el que sus propiedades no dependen de la dirección en la que se midan.

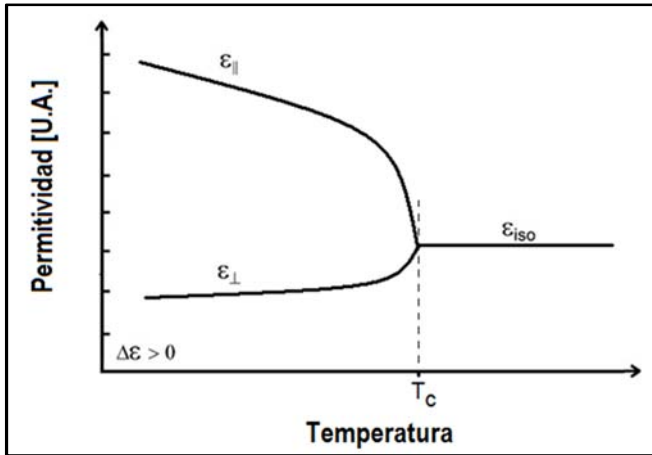


Figura 4.2. Dependencia de la permitividad dieléctrica con la temperatura en un material CL nemático positivo $\varepsilon_{r,\parallel} > \varepsilon_{r,\perp}$.

Las células o dispositivos monópíxel de cristal líquido puede ser modeladas eléctricamente con un circuito pasivo equivalente. Típicamente, este tipo de dispositivos se pueden asimilar a una estructura de condensador plano con dieléctrico no ideal (el CL). Este circuito eléctrico equivalente, para frecuencias intermedias de la tensión aplicada (desde 1 Hz hasta 10^4 Hz, aproximadamente), es tan sencillo como un

circuito en paralelo de una resistencia y un condensador [Costa-2006]. Los valores de los elementos del circuito equivalente dependen de los parámetros de fabricación, es decir, dimensiones físicas del dispositivo y de las propiedades del material de CL empleado. En concreto, para un dispositivo dado, el valor de la resistencia es alta y aproximadamente constante pero, debido a la anisotropía dieléctrica de CL, el valor del condensador dependerá del campo eléctrico que se le aplique, ya que este modificará el ángulo de inclinación de las moléculas de CL y, por tanto la permitividad. Además, el valor de la capacidad dependerá también de la temperatura ambiente a la que se encuentre el dispositivo de cristal líquido. En ausencia de tensión de polarización, las moléculas de CL están paralelas a los sustratos, por tanto la capacidad eléctrica del condensador del circuito equivalente se calcula teniendo en cuenta la permitividad relativa perpendicular ($\epsilon_{r,\perp}$). Pero, si las moléculas de CL están orientadas perpendicularmente a los sustratos, debido al campo eléctrico aplicado, la capacidad se obtiene considerando la permitividad relativa paralela ($\epsilon_{r,\parallel}$). Por lo tanto, de acuerdo con el circuito eléctrico equivalente, una célula de CL se puede modelar como un circuito RC en paralelo con un valor de capacidad en función no sólo de la intensidad de campo eléctrico, sino también de la temperatura ambiental, tal y como se muestra en la Figura 4.2.

4.3 DISEÑO DEL SISTEMA Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Este sistema de medida de temperatura o convertidor temperatura-frecuencia (T-f) basa su funcionamiento en un circuito oscilador multivibrador que se muestra en la Figura 4.3(a). Este circuito de frecuencia fija con autoarranque proporciona una buena estabilidad en frecuencia y se puede encontrar en aplicaciones de precisión donde se necesite un generador de señal de reloj de hasta 100 kHz [Graf-1996].

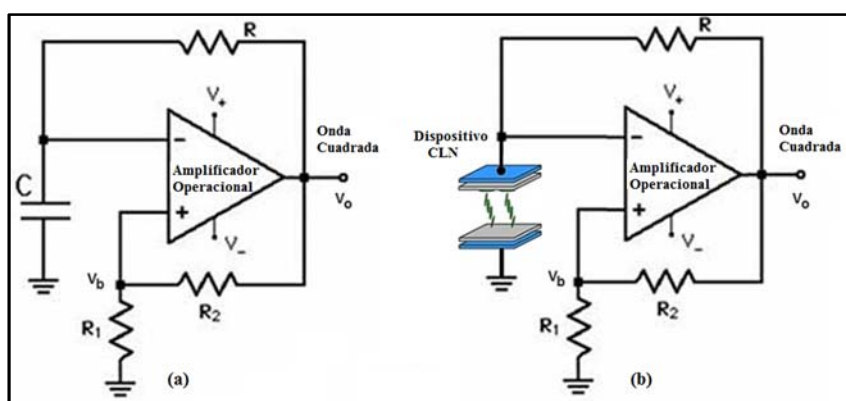


Figura 4.3. (a) Circuito oscilador multivibrador. (b) Circuito multivibrador con dispositivo monopíxel de CL nemático.

La señal de salida que proporciona el circuito multivibrador es cuadrada y oscila entre dos valores de tensión simétricos, un nivel *alto*, $+V_0$, y uno *bajo*, $-V_0$. La señal generada tiene, idealmente, un ciclo de trabajo del 50%, por lo tanto la salida mantiene el nivel *alto* durante el 50% del período y el tiempo restante permanece a nivel *bajo*.

El circuito propuesto es un oscilador de propósito general, está implementado con un amplificador operacional, tres resistencias (R , R_1 y R_2) y un condensador (C). El período de la onda cuadrada de salida es dos veces el tiempo de carga del condensador desde la tensión $-V_b$ hasta la tensión de $+V_b$, donde V_b es la relación de voltaje en la rama de realimentación, dada por R_1 y R_2 . El tiempo de carga y descarga viene dado por la constante de tiempo $R \cdot C$. Por tanto, el periodo, T , de la señal está dado por la ecuación:

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{V_0 - V_b}{V_0 + V_b} \right) \quad (4.2)$$

donde la relación de voltaje en la rama de realimentación negativa, V_b , se expresa matemáticamente en la forma:

$$V_b = V_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.3)$$

Utilizando esta última expresión en la ecuación (4.3), la expresión matemática para el periodo de la señal quedaría:

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (4.4)$$

Por lo tanto, analizando la ecuación (4.4) se observa que el período de la onda cuadrada generada, T , depende exclusivamente de los valores de los componentes pasivos del circuito, de las resistencias y del condensador.

El sensor de temperatura propuesto se consigue realizando una pequeña modificación del circuito multivibrador. Si el condensador eléctrico se sustituye por un dispositivo o condensador plano de CL nemático, tal y como se muestra en la Figura 4.3(b), las variaciones en la frecuencia de la onda cuadrada de salida dependerán, fundamentalmente, de la temperatura de la célula de CL. Dado que la tensión de polarización aplicada al CL, depende de la tensión V_b , y ésta es constante una vez fijadas los valores de resistencias, el valor de la capacidad eléctrica equivalente del CL no se verá modificada por efecto del campo eléctrico aplicado. La célula monópíxel de CL utilizada para implementar el convertidor T-f, ha sido realizada por el Grupo de

Cristales Líquidos de la Universidad Politécnica de Madrid especialmente para esta aplicación con un CL nemático de alta anisotropía dieléctrica.

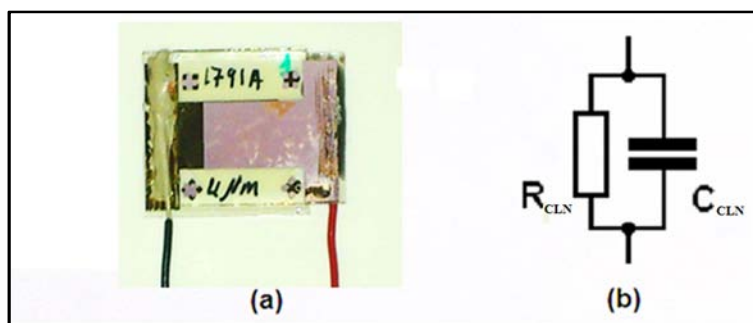


Figura 4.4. (a) Célula de CL monopíxel utilizada en el convertidor T-f. (b) Circuito eléctrico equivalente del dispositivo de CL nemático.

Como ya se explicó en el apartado anterior de este capítulo, un dispositivo monopíxel de CL nemático al que se le aplica una tensión de polarización alterna con una frecuencia dentro del rango [1 Hz – 10⁴ Hz], se comporta eléctricamente (de forma simplificada) como un circuito equivalente, que consiste en un condensador, C_{NLC} , con una resistencia, R_{NLC} , en paralelo [Costa-2006]. Por lo tanto, para determinar el valor del condensador y de la resistencia del dispositivo de CL nemático que se va a utilizar, se caracterizará eléctricamente aplicando una señal cuadrada como tensión de polarización con amplitud V_{rms} variable, a una frecuencia de 5 kHz y un 50% de forma de onda cuadrada.

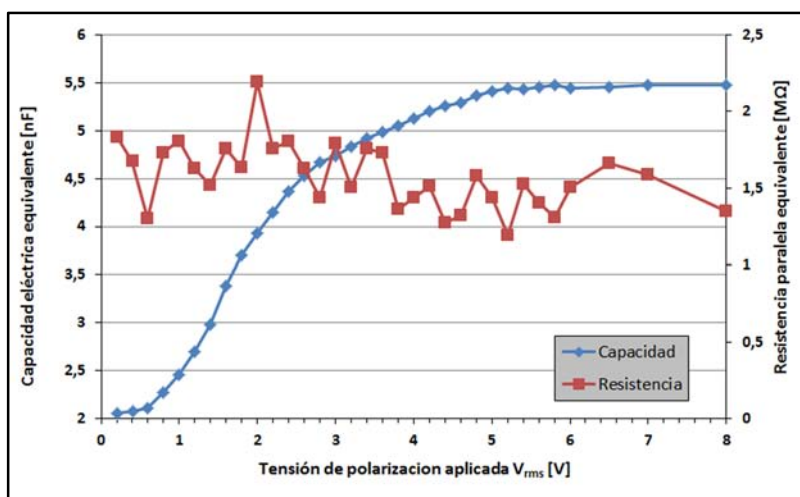


Figura 4.5. Valores experimentales de los elementos del circuito eléctrico equivalente para el dispositivo de CL nemático utilizado.

La Figura 4.5 muestra los valores, medidos experimentalmente en función de la tensión de polarización, de la capacidad y resistencia equivalentes de la célula de CL nemático, utilizada en el convertidor T-f. Como cabía esperar, la capacidad equivalente, C_{CLN} , es muy dependiente de la tensión de polarización aplicada, oscilando su valor entre los 2 nF cuando no hay tensión aplicada y los 5.5 nF para tensiones de polarización superiores a los 5 voltios de tensión eficaz. Por encima de esta tensión como las moléculas ya están totalmente perpendiculares a los sustratos la capacidad equivalente no varía. Sin embargo, la resistencia paralelo, R_{CLN} , no tiene una dependencia muy acusada con la tensión de polarización, manteniendo un valor de aproximadamente 1.5 M Ω , para cualquier tensión.

Con los valores obtenidos experimentalmente para los parámetros de circuito eléctrico equivalente de la célula de CL nemático, la impedancia compleja se puede escribir matemáticamente como:

$$Z_{CLN} = \frac{R_{CLN} \cdot \frac{1}{j2\pi f C_{CLN}}}{R_{CLN} + \frac{1}{j2\pi f C_{CLN}}} \quad (4.5)$$

donde C_{CLN} y R_{CLN} son los valores de los parámetros equivalentes del dispositivo CL y f es la frecuencia de la tensión de polarización aplicada. Operando con la ecuación (4.5), ésta se podría representar separando la impedancia compleja en su parte real y en su parte imaginaria, obteniendo:

$$Z_{CLN} = \frac{R_{CLN}}{1 + (2\pi f C_{CLN} R_{CLN})^2} + \frac{2\pi f C_{CLN} R_{CLN}^2}{j[1 + (2\pi f C_{CLN} R_{CLN})^2]} \quad (4.6)$$

Si se tienen en cuenta los valores experimentales medidos para los parámetros del circuito eléctrico equivalente, es decir, C_{CLN} ($2\text{nF} \leq C_{CLN} \leq 5.5\text{nF}$) y $R_{CLN} \approx 1.5\text{M}\Omega$, y que la frecuencia de operación está alrededor de los 5kHz, la ecuación (4.6) se puede reducir a:

$$Z_{CLN} \approx -\frac{1}{2\pi f C_{CLN}} j \quad (4.7)$$

A la vista de la ecuación (4.7) queda demostrado que para este dispositivo de CL, la impedancia es aproximadamente compleja pura y la resistencia del circuito eléctrico equivalente es despreciable frente a la capacidad C_{CLN} . Por lo tanto, el dispositivo de CL nemático podrá utilizarse como si fuese un condensador eléctrico en el circuito multivibrador implementado para el convertidor T-f. En trabajos previos [Perez-2007] ya se describía el funcionamiento de un oscilador sinusoidal con frecuencia variable controlado por tensión y basado en un dispositivo de CL.

4.4 IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA

El sensor de temperatura que se ha implementado incorpora un circuito oscilador multivibrador, tal y como se muestra en la Figura 4.3(b). Como amplificador operacional se ha utilizado el modelo TL081 que es un amplificador de propósito general. En función del valor de las resistencias de la rama de realimentación positiva, R_1 y R_2 , se regulará la tensión de polarización aplicada al dispositivo de CL. La resistencia de carga, R , no tiene un valor fijo y deberá ser ajustada en función de la tensión de polarización escogida para el CL. En cualquier caso, R , tomará el valor que permita que la frecuencia de oscilación, a temperatura ambiente, sea aproximadamente de 5 kHz. Con esto se consigue que el sensor trabaje alrededor de esta frecuencia y, por tanto, se asegura que el comportamiento eléctrico del CL es el de un condensador.

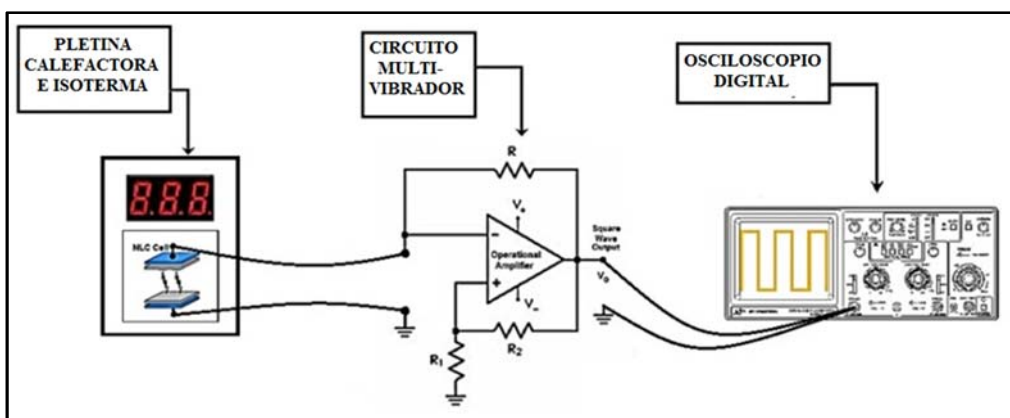


Figura 4.6. Montaje experimental implementado para validar el sensor de temperatura basado en un dispositivo de CL.

Para analizar y validar el convertidor T-f como sensor de temperatura se ha utilizado el montaje experimental que se muestra en la Figura 4.6. La célula monopíxel de CL, que se utiliza como elemento sensor, se coloca dentro de una pletina, calefactora e isoterma, modelo Linkam LTS350 conectada a un controlador de temperatura modelo TP-94 de la misma marca. Con esto se garantiza que la temperatura aplicada y, por tanto, sensada por el CL nemático sea estable y con un error inferior a los 0.1°C . El circuito multivibrador permanece, en todo momento aislado de la pletina isotérmica, por tanto el dispositivo de CL es el único elemento del circuito afectado por las variaciones de temperatura.

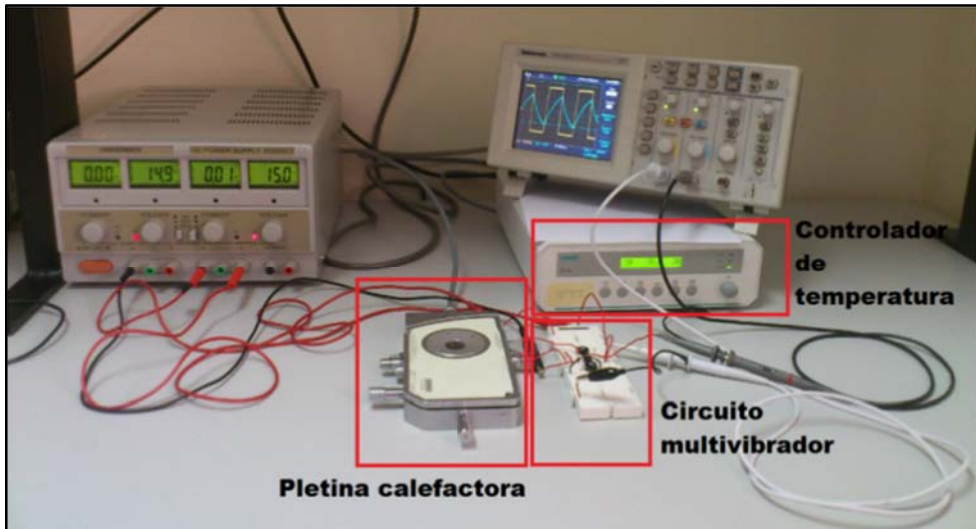


Figura 4.7. Montaje experimental implementado para verificar el convertor de temperatura-frecuencia basado en CL nemático.

La señal cuadrada generada por el circuito multivibrador se conecta a un osciloscopio digital con el objetivo de estudiar, analizar y medir las variaciones de la frecuencia de la señal, ocasionadas por la variación de temperatura aplicada con la pletina al dispositivo de CL nemático.

En la Figura 4.7 se muestra el montaje de laboratorio realizado para validar el funcionamiento del sensor de temperatura, puramente eléctrico, cuya frecuencia de la señal de salida dependerá de la temperatura a la que se encuentre el dispositivo monópíxel de CL nemático.

4.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el montaje experimental explicado en el apartado anterior, se ha analizado el comportamiento del convertidor T-f construido. Las primeras medidas experimentales tomadas estaban encaminadas a analizar la dependencia de la variación de la frecuencia con la temperatura, para distintos niveles de tensión de polarización aplicados al dispositivo de CL nemático (Figura 4.8).

Como puede observarse en la Figura 4.8, el elemento sensor de CL colocado en la pletina calefactora, ha sido estudiado en el rango de temperaturas comprendido entre los 20° y los 130° centígrados. Cada una de las gráficas, muestra la variación de frecuencia obtenida con el sensor para diferentes tensiones promedio, V_{rms} , de polarización aplicados al dispositivo de CL.

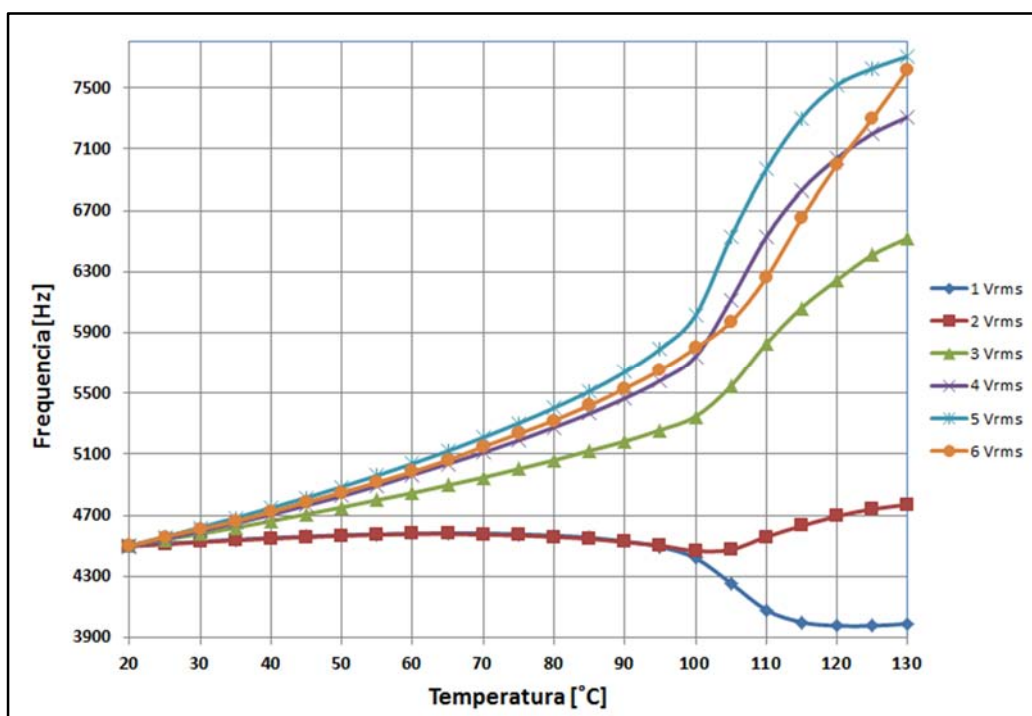


Figura 4.8. Variación de la frecuencia en función de la temperatura aplicada al transductor de CL nemático para distintos valores de polarización.

Tal y como se analizó en el principio de funcionamiento del circuito multivibrador, la tensión de polarización aplicada depende del cociente de las resistencias del lazo de realimentación positiva del oscilador. Además, para cada una de las tensiones de polarización analizadas, se han ajustado los valores de las resistencias, principalmente la de carga del condensador, para que la señal de salida del convertidor T-f, a la temperatura de 20°C, tuviera una frecuencia de 4,5 kHz, tal y como se puede observar en los resultados.

A la vista de los resultados mostrados en Figura 4.8 se demuestra que la variación de la frecuencia de la señal de salida es mayor cuanto mayor es la tensión de polarización aplicada al cristal líquido. Esto es así, debido a que la dependencia de la permitividad relativa, de un CL positivo, con la temperatura es mayor cuando las moléculas están orientadas con el campo eléctrico aplicado. Es por esto que el convertidor T-f tiene una alta sensibilidad al cambio de temperatura para valores de tensión de polarización elevado y, sin embargo, cuando esta tensión es baja la variación de frecuencia con la temperatura es mínima.

Otro aspecto importante, que se desprende de los resultados obtenidos experimentalmente, es la variación de pendiente que se puede observar para las curvas a una temperatura próxima a los 100°C. Esta variación brusca está directamente

relacionada con la, también, variación brusca de permitividad que sufren las moléculas de CL cuando la temperatura a la que están sometidas se aproxima a la temperatura de transición a la fase isotrópica (Figura 4.2). Sin embargo, cabe destacar que, para la curva que corresponde a una tensión de polarización de $6V_{rms}$, el cambio de pendiente es más suave y, además, se produce a una temperatura superior que en el resto de gráficas. Posiblemente, este efecto se deba a la dependencia de la temperatura de cambio de fase con la intensidad del campo eléctrico aplicado al CL [Iannacchione-1994]. Por tanto, gracias a que la variación de pendiente es menos abrupta que en el resto de curvas y a que la sensibilidad a la variación de temperatura es de las más altas, se ha escogido la tensión de polarización de $6 V_{rms}$ como la más apropiada para analizar el convertidor T-f en un rango más amplio de temperatura, desde los -20° hasta los 130° centígrados.

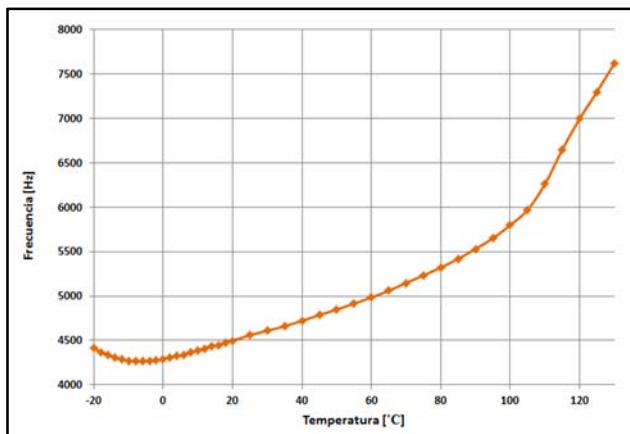


Figura 4.9. Dependencia de la frecuencia de salida con la temperatura para una tensión de polarización de $6 V_{rms}$.

En la Figura 4.9 se muestra la variación de frecuencia de la señal de salida del convertidor T-f basado en CL nemático, las medidas experimentales corresponden a una tensión de polarización aplicada en el dispositivo de CL de $6 V_{rms}$, en el rango de temperaturas de -20°C a 130°C . La respuesta del circuito como sensor de temperatura tiene un buen ajuste lineal en el rango de 0 a 80°C , donde presenta una sensibilidad de $12.9\text{Hz}/^{\circ}\text{K}$ (Figura 4.10.a). Sin embargo, en el rango de temperaturas de -6 a 100°C , la respuesta del convertidor se puede aproximar con un ajuste polinómico de segundo orden, mostrando una sensibilidad mucho menor a bajas que a altas temperaturas, donde alcanza un valor máximo de $21,5 \text{ Hz}/^{\circ}\text{K}$ (Figura 4.10.b). Los resultados prueban que, el convertidor T-f implementado con un dispositivo de CL nemático que realiza las funciones de transductor puramente eléctrico, puede ser utilizado en un rango amplio de temperaturas como sensor.

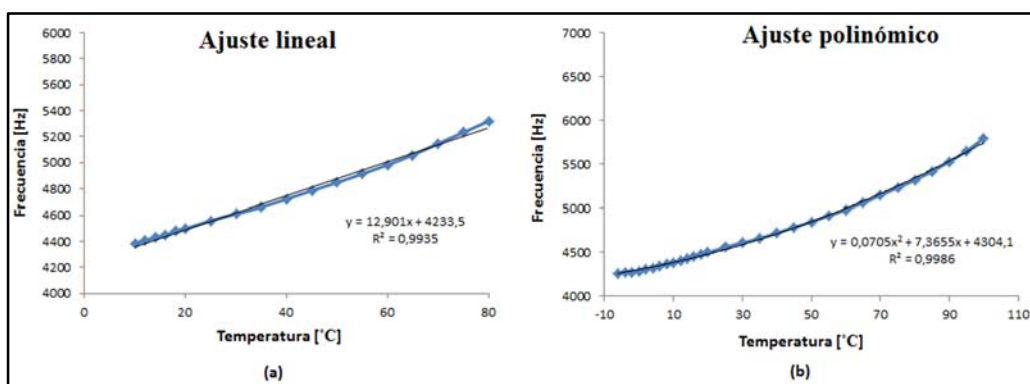


Figura 4.10. Respuesta del conversor frecuencia-temperatura con: (a) ajuste lineal y (b) ajuste polinómico de orden dos.

4.6 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha propuesto, analizado e implementado un dispositivo convertidor T-f basado en un dispositivo de CL nemático actuando como transductor puramente eléctrico.

La dependencia de la permitividad dieléctrica del CL con la temperatura permite que, la frecuencia de la señal de salida del circuito multivibrador implementado con el dispositivo de CL varíe con la temperatura. Experimentalmente se ha comprobado como la sensibilidad de la variación de la frecuencia con la temperatura depende de la tensión de polarización aplicada al CL.

Los buenos resultados experimentales obtenidos revelan que, el convertidor T-f, se podría utilizar como sensor para un amplio rango de temperaturas. La respuesta del conversor se puede aproximar un ajuste polinomial de segundo orden en el rango de temperatura de -6°C a 100°C .

En comparación con otros sensores de temperatura (p.e. opto-electrónicos) basados en tecnología de CL nemático [Balasubramaniam-1995; Moreira-2004; Kim-2006], el sensor descrito presenta un rango de medida de temperatura muy superior y, gracias a que es un transductor puramente eléctrico, su implementación, coste e integración es mucho más sencilla.

4.7 BIBLIOGRAFÍA

[Bahadur-1990]

Bahadur B.

"Liquid crystals: applications and uses", World Scientific, p. 1990.

[Balasubramaniam-1995]

Balasubramaniam V.M. and Sastry S.K.

"Use of liquid crystals as temperature sensors in food processing research"

Journal of Food Engineering, 26 (2): 219-30, 1995

[Bücher-1974]

Bücher H.K., Klingbiel R.T. and VanMeter J.P.

"Frequency-addressed liquid crystal field effect", AIP, p. 1974.

[Costa-2006]

Costa M.R., Altafim R.A.C. and Mammana A.P.

"Electrical modeling of liquid crystal displays-LCDs"

Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on, 13 (1): 204-10, 2006

[Gang-2002]

Gang Z., Gronqvist H., Starski J.P. and Johan L.

"Characterization of liquid crystal polymer for high frequency system-in-a-package applications"

Advanced Packaging, IEEE Transactions on, 25 (4): 503-08, 2002

[Global Industry Analysts-2011]

Global Industry Analysts I.

"Global report on flat panel displays market".2011

[Graf-1996]

Graf R.F.

"Oscillator circuits", Newnes, p. 164, 1996.

[Iannacchione-1994]

Iannacchione G.S. and Finotello D.

"Specific heat dependence on orientational order at cylindrically confined liquid crystal phase transitions"

Physical Review E, 50 (6): 4780, 1994

[Il Kwon-2005]

Il Kwon K., Kingsley N., Morton M., Bairavasubramanian R., Papapolymerou J., Tentzeris M.M. and Jong-Gwan Y.

"Fractal-shaped microstrip coupled-line bandpass filters for suppression of second harmonic"

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 53 (9): 2943-48, 2005

[Jun-2008]

Jun N., Lindquist R. and Abu Abed A.

"Application to shear force sensors by homeotropic liquid crystal (LC) orientation (non-reviewed)"

Southeastcon, 2008. IEEE, 2008.

[Kelly-2001]

Kelly S.M. and O'Neill M.

Liquid crystals for electro-optic applications. Handbook of Advanced Electronic and Photonic Materials and Devices.

N. Hari Singh, M.Sc and Ph.D. Burlington, Academic Press: 1-66. 2001

[Kim-2006]

Kim H.R., Jang E. and Lee S.D.

"Electrooptic temperature sensor based on a Fabry-Perot resonator with a liquid crystal film"

Ieee Photonics Technology Letters, 18 (5-8): 905-07, 2006

[Lagerwall-2009]

Lagerwall J.

"Workshop on Frontiers in European Research on Liquid Crystalline Soft Matter"

ESF Exploratory Workshop on Frontiers in European Research on Liquid Crystalline Soft Matter, Bandol (France), 2009.

[Lallana-2006]

Lallana P., Vázquez C., Pena J. and Vergaz R.

"Reconfigurable optical multiplexer based on liquid crystals for polymer optical fiber networks"

Opto-Electronics Review, 14 (4): 311-18, 2006

[Laudyn-2009]

Laudyn U.A., Kwasny M. and Karpierz M.A.

"Light beam steering in chiral nematic liquid crystals"

ICTON Mediterranean Winter Conference, 2009. ICTON-MW 2009. 3rd, 2009.

[Moreira-2004]

Moreira M.F., Carvalho I.C.S., Cao W., Bailey C., Taheri B. and Palffy-Muhoray P.

"Cholesteric liquid-crystal laser as an optic fiber-based temperature sensor"

Applied Physics Letters, 85 (14): 2691-93, 2004

[Mujahid-2010]

Mujahid A., Stathopoulos H., Lieberzeit P.A. and Dickert F.L.

"Solvent Vapour Detection with Cholesteric Liquid Crystals—Optical and Mass-Sensitive Evaluation of the Sensor Mechanism"

Sensors, 10 (5): 4887-97, 2010

[Perez-2007]

Perez I., Sanchez-Pena J.M., Torres J.C., Manzanares R. and Oton J.M.

"Sinusoidal voltage-controlled oscillator based, on a liquid crystal cell as variable capacitance"

Japanese Journal of Applied Physics Part 2-Letters & Express Letters, 46 (8-11): L221-L23, 2007

[Ren-2006]

Ren H. and Wu S.-T.

"Adaptive liquid crystal lens with large focal length tunability"

Opt. Express, 14 (23): 11292-98, 2006

[Wolinski-1999]

Wolinski T.R., Jarmolik A. and Bock W.J.

"Development of fiber optic liquid crystal sensor for pressure measurement"

Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 48 (1): 2-6, 1999

[Yang-2006]

Yang D.K. and Wu S.T.

"Fundamentals of liquid crystal devices", John Wiley, p. 2006.

[Zhou-2011]

Zhou J., Ke G., Wang B., Chen H., Chen G. and Li R.

"Liquid crystal optically variable device with continuously distributed colors", SPIE, p. 2011.

CAPÍTULO 5

RESONADOR SERIE Y PARALELO SINTONIZABLES BASADOS EN CÉLULA DE CRISTAL LÍQUIDO NEMÁTICO

5.1 INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas los materiales en fase cristal líquido han sido ampliamente empleados en aplicaciones electroópticas, principalmente en visualizadores de pantalla plana [O'Mara-1993; Mentley-2002]. Todas estas aplicaciones de visualización se basan en que las propiedades ópticas de los CL se pueden variar aplicándoles un campo eléctrico. Sin embargo, más recientemente han aparecido multitud de aplicaciones basadas en cristal líquido que no están relacionadas con la visualización. En concreto, han surgido líneas de investigación en las que se proponen diferentes circuitos eléctricos con propiedades de sintonización, basándose en el CL como elemento o dispositivo con capacidad variable [Chang-2006; Perez-2007].

Desde un punto de vista eléctrico, una célula monopíxel de cristal líquido se comportaría básicamente como un condensador variable, cuya capacidad dependería de la tensión aplicada al dispositivo. Mediante la técnica de Espectroscopía de Impedancia

(EI), se pueden obtener los diferentes Circuitos Eléctricos Equivalentes (CEE) de dispositivos basados en CL [Verschueren-2002]. Los elementos pasivos que componen el CEE, al igual que sus valores, dependen de los parámetros de fabricación de la tecnología. Los dispositivos de CL suelen presentar capacidades en el rango de los pocos nanofaradios y picofaradios [Yeh-2005], aunque en el caso de pantallas planas de resolución muy alta y, por tanto, con píxeles de área pequeña, se pueden obtener valores de pocas decenas de femtofaradios [De Smet-2004] .

Por otro lado, los circuitos eléctricos formados por elementos reactivos, inductivos y capacitivos, presentan la propiedad de la resonancia eléctrica. Este fenómeno se debe a que el decaimiento del campo magnético sobre una bobina genera una corriente eléctrica en sus devanados que cargan el condensador y, posteriormente, el condensador se descarga proporcionando una corriente eléctrica que genera el campo magnético en el inductor. Es precisamente a este proceso oscilatorio, que se repite continuamente, al que se conoce como resonancia, llamándose frecuencia de resonancia a la frecuencia del campo eléctrico a la que se produce.

Los circuitos resonantes son de gran utilidad y, de algún modo, la base de los circuitos de selección y filtrado de señales, gracias a que el fenómeno resonante se da a una determinada frecuencia. En el caso de que uno de los componentes reactivos fuese variable, se conseguiría un dispositivo de frecuencia de resonancia sintonizable, que durante mucho tiempo ha sido la base de los receptores y emisores de radiofrecuencia multicanal.

En este capítulo se van a analizar, simular e implementar dos modelos básicos de resonadores sintonizables, serie y paralelo, utilizando una célula de cristal líquido nemático como capacidad variable en función de la tensión aplicada. Con esto se consigue un circuito resonante cuya frecuencia de resonancia dependerá de dicha tensión de control que se aplica sobre el dispositivo de CLN.

5.2 MONTAJE EXPERIMENTAL

El estudio de los resonadores sintonizables se ha llevado a cabo con una célula monópíxel de CLN, que consiste en dos placas de vidrio paralelas, cubiertas en su cara interior por dos capas conductoras transparentes de óxido de indio y estaño (ITO). La muestra tiene un espesor de $1,65\text{ }\mu\text{m}$ con un área efectiva de 60 mm^2 . El espacio entre os sustratos de vidrio se rellena de cristal líquido nemático K15 comercial.

Con objeto de garantizar que la variación de capacidad se debe exclusivamente al voltaje de polarización aplicado, durante el análisis eléctrico de la célula de CLN se coloca en una pletina calefactora programable LTS-350E de Linkam como la que se muestra en la Figura 5.1, para mantener una temperatura estable y de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Para las medidas de impedancia compleja, de magnitud y fase, con las que se puede caracterizar eléctricamente y obtener el CEE del dispositivo monópíxel de CLN, se ha utilizado el analizador de impedancias Solartron 1260 (Figura 5.2). El estudio se ha realizado en el rango de frecuencias desde 100 Hz hasta 1 MHz, aplicando diferentes tensiones de polarización a la célula de CLN. El equipo de medida está conectado con un ordenador personal, donde se ejecutan los programas informáticos Zplot y Zview, con los que se analizan los datos de impedancia y se obtiene el CEE.

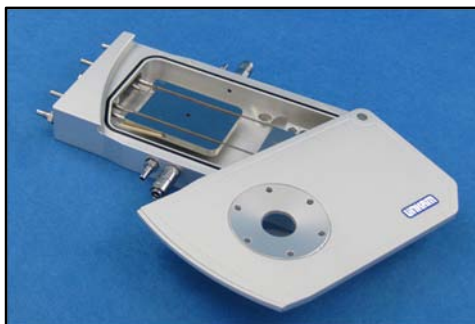


Figura 5.1. Pletina calefactora programable LTS-350E de Linkam utilizada para mantener la célula de CLN a temperatura constante.



Figura 5.2. Analizador de impedancias Solartron 1260.

El análisis experimental de los resonadores sintonizables se ha realizado para las dos configuraciones básicas, el resonador serie y el paralelo, empleando como condensador variable la muestra de CLN. Gracias al analizador de impedancias se han caracterizado eléctricamente ambos circuitos, obteniendo a partir de estas medidas sus frecuencias de resonancia, que dependerán de la tensión de control aplicada sobre los electrodos de los dispositivos de CLN. Los resultados experimentales obtenidos se compararán con los derivados de la simulación eléctrica de los circuitos, realizadas con un software comercial de análisis y diseño de circuitos eléctricos (Orcad-Pspice).

5.3 CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE UN DISPOSITIVO DE CL

La capacidad eléctrica del CEE de una célula monopíxel de CLN, depende fundamentalmente de su geometría, de la composición química del cristal líquido y, lo que es más interesante, de la tensión de polarización aplicada sobre ella. Con el fin de establecer experimentalmente esta capacidad dependiente de la tensión, se han realizado las mediciones de la impedancia compleja del dispositivo de CLN. Para estas medidas, se aplicó a la célula de CLN una tensión de control variable desde 0V a 8V. Sin embargo, se observó sólo variación de la magnitud y fase de la impedancia compleja en el rango de tensiones comprendido entre 1V y 3,5V. En la Figura 5.3 se muestran los valores medidos experimentalmente para la magnitud ($|Z_{CLN}|$) y la fase ($\angle Z_{CLN}$) de la impedancia compleja del CLN, considerando en cada caso distintos valores de tensión de control aplicada.

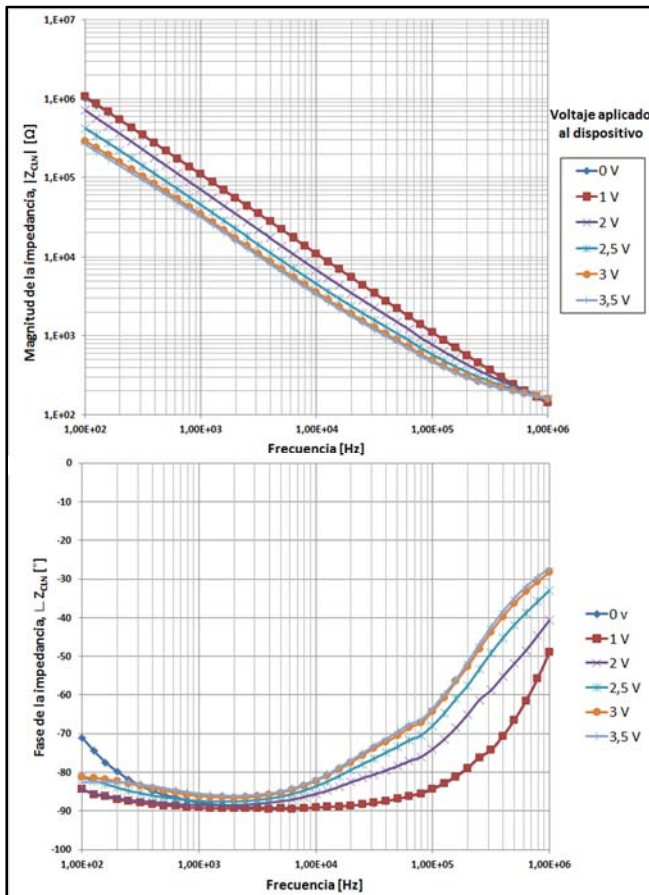


Figura 5.3. Magnitud y fase de la impedancia del dispositivo de CLN.

Con los datos obtenidos experimentalmente para la impedancia compleja del dispositivo de CLN, se puede deducir fácilmente el CEE de la muestra monópíxel utilizada. La Figura 5.3 muestra como el comportamiento eléctrico del dispositivo CLN se asemeja mucho a la impedancia compleja de un condensador real, por lo tanto, el circuito equivalente estará formado por un condensador ideal (C_{CL}), junto con una resistencia en paralelo (R_P) y otra en serie (R_S), tal y como se muestra en la Figura 5.4. La Tabla I reúne los valores de estos elementos eléctricos para cada una de las tensiones aplicadas al dispositivo.

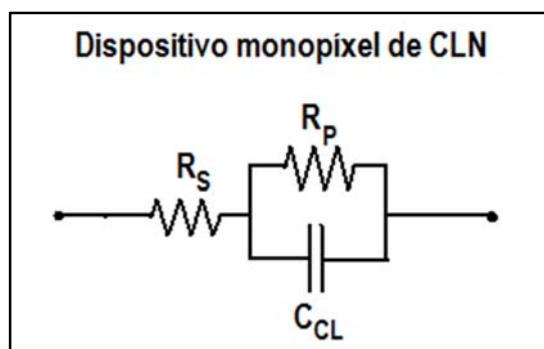


Figura 5.4. Circuito eléctrico equivalente para la célula de CLN.

Como se puede observar en la Tabla I, el valor de la resistencia serie que modela el comportamiento puramente resistivo, a estas frecuencias, de las capas de ITO [Pena-2002] mantiene un valor constante para cualquier tensión aplicada al dispositivo. Por el contrario, según se aumenta la tensión aplicada la capacidad equivalente aumenta y la resistencia paralela disminuye.

Voltaje (V)	C_{CL} (nF)	R_P (M Ω)	R_S (Ω)
1	1.44	7.25	265
2	2.30	2.89	
2.5	3.51	1.09	
3	4.54	0.54	
3.5	4.87	0.42	

Tabla I. Valores de los componentes del CEE del dispositivo monópíxel de CLN.

A la vista de los resultados obtenidos para la impedancia compleja del dispositivo, se deduce que, para el rango que va desde 1kHz a 20kHz, su comportamiento eléctrico se asemeja al de un condensador ideal, dado que la fase de su impedancia está próxima a los -90° . Es por esto que, para el diseño de los resonadores sintonizables, se va a escogido una inductancia $L=65\text{mH}$, de manera que se obtengan frecuencias de resonancia comprendidas dentro del rango de frecuencias antes mencionado.

5.4 RESONADOR PARALELO SINTONIZABLE

El primero de los resonadores sintonizables analizado va a ser el resonador paralelo. En la Figura 5.5 se muestra el circuito esquemático ideal para este tipo de resonadores [Sedra-2007], formado por una bobina, L , y un condensador, C , y sin tener en cuenta ningún tipo de resistencia de pérdidas.

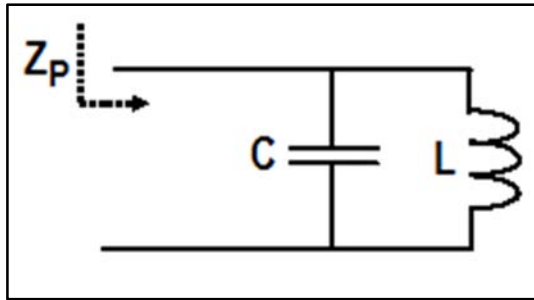


Figura 5.5. Resonador paralelo ideal LC

Como ya se ha explicado, la propiedad más importante de este tipo de circuitos es que presentan una frecuencia de resonancia, a la cual, la energía se transfiere de la bobina al condensador y viceversa de forma ininterrumpida. A esta frecuencia de resonancia, la impedancia del condensador y de la bobina se igualan en valor absoluto, consiguiendo que, idealmente, la impedancia del resonador sea infinita. La impedancia compleja del circuito de la Figura 5.5 se puede expresar como:

$$Z_p(\omega) = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (5.1)$$

La frecuencia para la cual las impedancias de la bobina y condensador son iguales ($1/\omega_o C = \omega_o L$), determina la frecuencia de resonancia del resonador, obteniendo:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.2)$$

Sustituyendo el valor de la frecuencia de resonancia obtenida en la Ec. (5.2) en la expresión de la impedancia del resonador paralelo, se obtiene que la impedancia compleja se maximizaría ($|Z_p(\omega_o)| \rightarrow \infty$).

En este trabajo, en el que el objetivo es conseguir un resonador sintonizable, el condensador paralelo del resonador LC ideal se ha sustituido por la célula de CLN, anteriormente caracterizada, a fin de que funcione como un condensador variable controlado por voltaje. Esta capacidad variable permitirá obtener una frecuencia de resonancia sintonizable. El efecto de las resistencias serie (R_s) y paralela (R_p) del CEE

del dispositivo monópíxel de CLN también se ha considerado en el análisis. Para aislar a la bobina del voltaje de polarización, se ha añadido al circuito un condensador de aislamiento ($C_{\text{aislamiento}}$). El esquemático del circuito eléctrico completo, considerando el modelo del CEE del dispositivo CLN, es el que se muestra en la Figura 5.6.

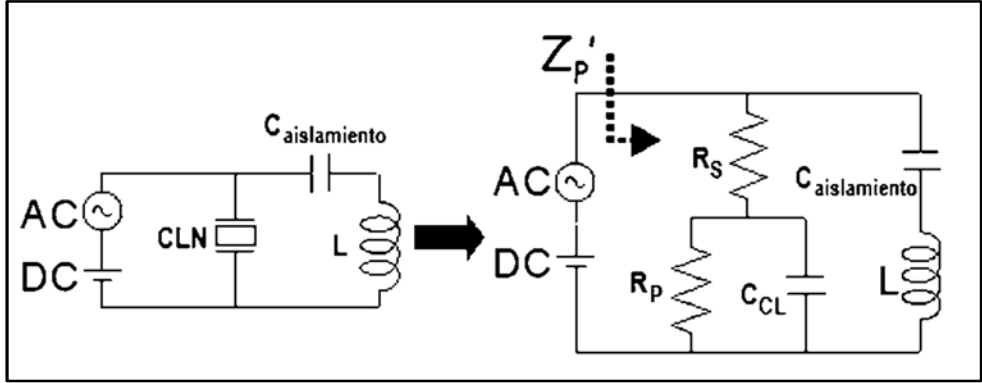


Figura 5.6. Resonador paralelo sintonizable basado en dispositivo de CLN.

5.4.1 ANÁLISIS TEÓRICO DEL RESONADOR PARALELO SINTONIZABLE

Considerando el CEE de la célula de CLN, se puede obtener la expresión de la impedancia compleja total (Z_p') del resonador paralelo sintonizable de la Figura 5.6. Para facilitar los cálculos, se puede considerar que el valor de la capacidad de aislamiento ($C_{\text{aislamiento}}$) tiene un valor muy grande, por tanto la impedancia compleja quedaría:

$$Z_p'(\omega) = \left(R_s + R_p \parallel Z_{C_{CL}} \right) \parallel Z_L = \frac{-\omega^2 \cdot C_{CL} \cdot R_p \cdot R_s \cdot L + j\omega L (R_s + R_p)}{(R_s + R_p) - \omega^2 \cdot C_{CL} \cdot R_p \cdot L + j\omega (L + C_{CL} \cdot R_p \cdot R_s)} \quad (5.3)$$

donde $R_s \ll R_p$ y, para este caso, se puede comprobar que $L \ll C_{CL} \cdot R_p \cdot R_s$ para cualquier voltaje de polarización aplicado al dispositivo de CL. Por tanto, la ecuación de Z_p' se puede simplificar, obteniendo:

$$Z_p'(\omega) \cong \frac{-\omega^2 \cdot C_{CL} \cdot R_s \cdot L + j\omega L}{1 - \omega^2 \cdot C_{CL} \cdot L + j\omega \cdot C_{CL} \cdot R_s} \quad (5.4)$$

A la frecuencia de resonancia $\omega_o = 1/\sqrt{L \cdot C_{LC}}$, tal y como se explicó, la impedancia compleja del resonador paralelo $|Z_p'(\omega)|$ se hace máxima. En este caso, la impedancia quedaría:

$$|Z_p'(\omega_o)| = \sqrt{\frac{\left(\frac{L}{C_{CL}}\right) + R_s^2}{\left(\frac{C_{CL}}{L}\right) \cdot R_s^2}} \quad (5.5)$$

Expresión que, de nuevo, se puede simplificar si se tiene en cuenta que $R_s^2 \ll L/C_{LC}$ para todas las tensiones de polarización o control, resultando:

$$|Z_p'(\omega_o)| \cong \frac{L}{C_{LC} \cdot R_s} \quad (5.6)$$

Finalmente, el factor de calidad $Q(\omega)$ permite comparar la energía almacenada en el sistema en relación a la disipada en cada ciclo y que, a la frecuencia de resonancia, da una idea de lo selectivo que es el resonador. El factor de calidad a la frecuencia de resonancia, $Q(\omega_o)$, para el resonador paralelo sintonizable propuesto queda:

$$Q(\omega_o) \cong \frac{\omega_o \cdot L}{R_s} \quad (5.7)$$

5.4.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RESONADOR PARALELO SINTONIZABLE

Gracias al analizador de impedancias, se han podido obtener los resultados experimentales de la impedancia compleja, del resonador paralelo sintonizable basado en CLN.

En la Figura 5.7 se muestran los resultados experimentales obtenidos de magnitud ($|Z_p'|$) y de fase ($\angle Z_p'$) para la impedancia compleja del resonador paralelo. Se puede comprobar cómo la impedancia depende de la frecuencia y del voltaje de polarización. El resonador ha sido analizado para el rango de frecuencias que van desde 1 kHz hasta 100 kHz y para voltajes de polarización desde 1 V hasta 3,5 V, dado que para este rango de tensiones, es donde el dispositivo de CLN tiene un comportamiento más parecido al de un condensador ideal.

A la vista de los resultados experimentales obtenidos, se observa cómo la frecuencia de resonancia disminuye, debido al aumento de la capacidad del CLN, cuando se incrementa el voltaje de polarización. La variación máxima de la frecuencia de resonancia que se consigue polarizando la célula de CLN es casi de una octava.

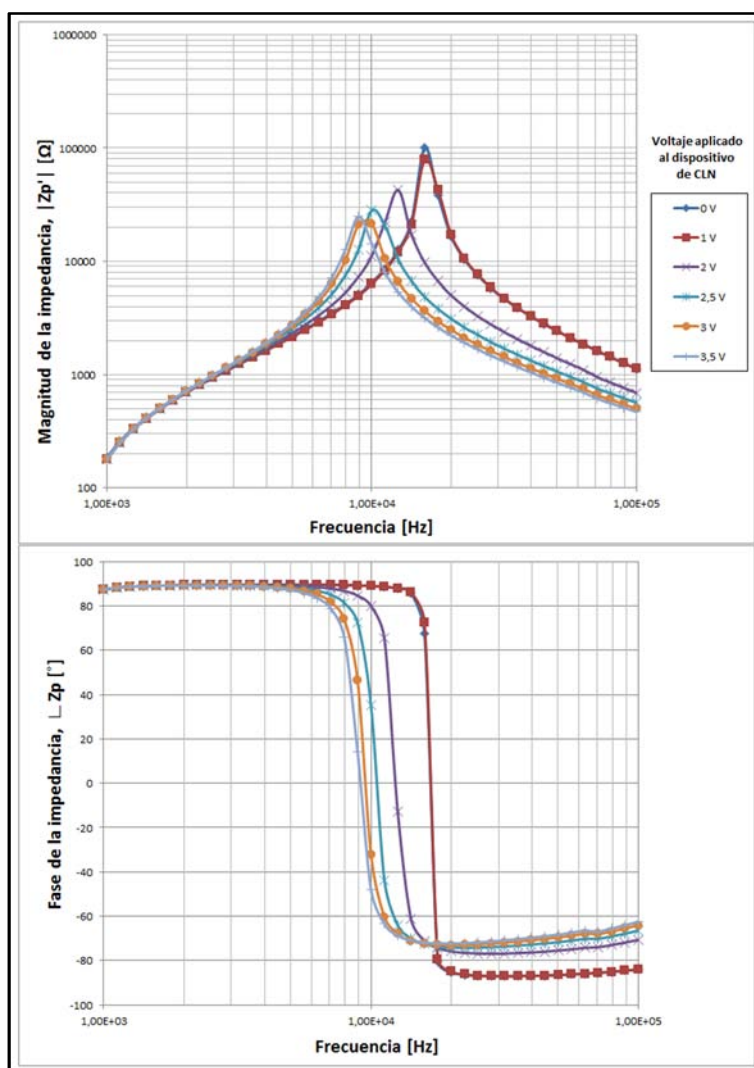


Figura 5.7. Medidas experimentales de la impedancia compleja del resonador paralelo sintonizable basado en dispositivo de CLN.

Otros aspectos importantes, que cabe destacar a la vista de los resultados, son que tanto la magnitud de la impedancia como el factor de calidad del resonador, disminuyen a medida que aumenta la tensión de polarización.

5.4.3 SIMULACIÓN DEL RESONADOR PARALELO SINTONIZABLE BASADO EN CLN

Con el objetivo de validar los resultados obtenidos experimentalmente para el resonador paralelo sintonizable, se han comparado los resultados medidos con los obtenidos mediante la simulación eléctrica del resonador, considerando el CEE del CLN (Figura 5.4). En la Figura 5.8 se muestran los resultados de simulación junto con las mediciones experimentales para los diferentes voltajes de polarización aplicados al

dispositivo de CLN. Es evidente que se ha obtenido una buena concordancia entre las frecuencias de resonancia experimentales y de simulación para todos los voltajes de polarización.

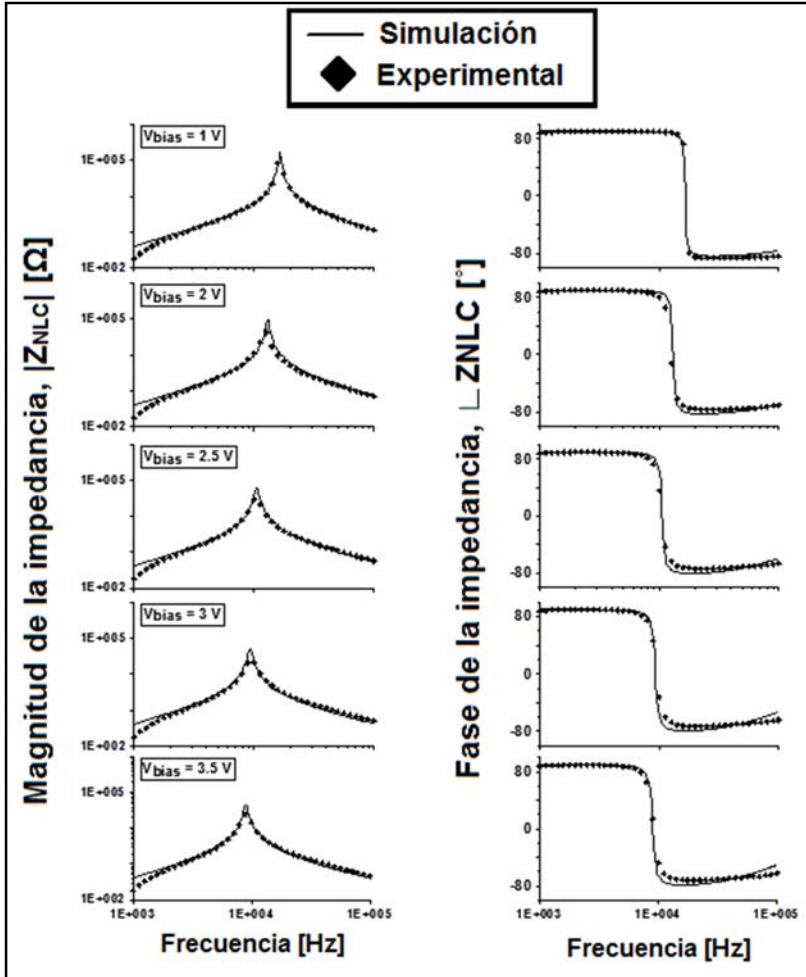


Figura 5.8. Comparación entre los resultados experimentales y de simulación para la magnitud y la fase del resonador paralelo sintonizable.

5.4.4 RESULTADOS DE RESONADOR PARALELO SINTONIZABLE BASADO EN CLN

A modo de resumen, se presentan en la Tabla II los resultados obtenidos para el resonador paralelo sintonizable basado en un dispositivo de CLN.

En la primera columna se indica la tensión de polarización aplicada al CLN, en la segunda y tercera columna se muestran los resultados de la simulación y en las tres últimas los valores teóricos, calculados con las ecuaciones simplificadas descritas anteriormente.

Voltaje de polarización	Simulación		Teórico		
	f_o (Hz)	$ Z_P'(\omega_o) $ (k Ω)	f_o (Hz)	$ Z_P'(\omega_o) $ (k Ω)	$Q(\omega_o)$
1 V	16399	166	16450	170	25.4
2 V	13028	103	13017	107	20.1
2.5 V	10542	66	10536	70	16.2
3 V	9269	49	9264	54	14.3
3.5 V	8954	45	8945	50.3	12.3

Tabla II. Comparativa entre los resultados de simulación y teóricos del resonador paralelo sintonizable basado en CLN.

5.5 RESONADOR SERIE SINTONIZABLE

Teniendo en cuenta exclusivamente el circuito eléctrico, la única diferencia entre un resonador paralelo y uno serie, es que en este último la bobina, L , y el condensador, C , se colocan uno seguido del otro, tal y como se muestra en la Figura 5.9.

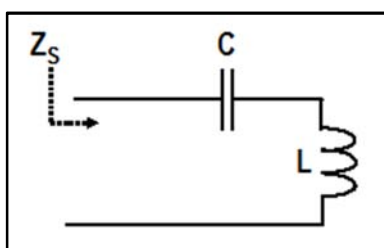


Figura 5.9. Resonador serie ideal LC.

Al igual que en el resonador paralelo, el resonador serie tiene una impedancia compleja que depende de la frecuencia y su expresión es:

$$Z_s = \frac{1 - \omega^2 LC}{j\omega C} \quad (5.8)$$

La característica más significativa que diferencia el resonador serie del paralelo es, que a la frecuencia de resonancia $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, la magnitud de la impedancia compleja se hace nula y por tanto $|Z_s(\omega_o)| = 0$, en el caso de un resonador serie real la magnitud de la impedancia sería mínima.

Al igual que se hizo en el análisis del resonador paralelo, se ha reemplazado el condensador ideal por el dispositivo de CLN. Se ha tenido en cuenta el CEE, considerando el efecto de las resistencias serie y paralelo (R_s y R_p). En este caso no es necesario añadir ningún condensador de aislamiento para conseguir polarizar el CLN. En la Figura 5.10 se muestra el circuito eléctrico completo del resonador serie, considerando el modelo del CEE del dispositivo CLN.

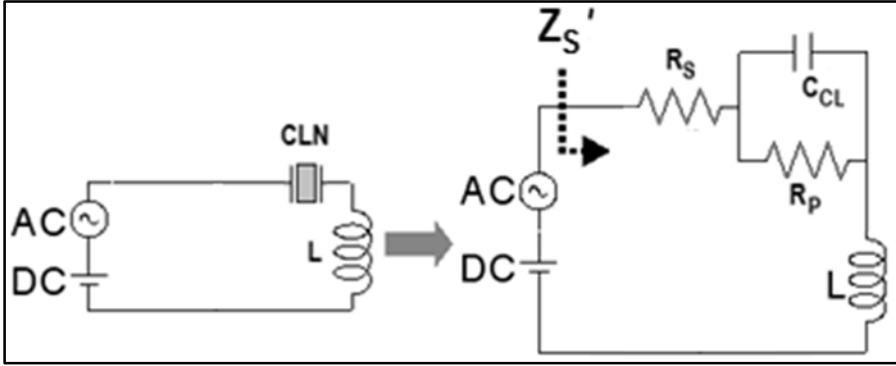


Figura 5.10. Resonador serie sintonizable basado en dispositivo de CLN.

5.5.1 ANÁLISIS TEÓRICO DEL RESONADOR SERIE SINTONIZABLE

Para realizar el análisis teórico de la impedancia compleja del resonador serie sintonizable, se va a considerar el CEE de la célula de CLN. La impedancia compleja total (Z_S') del resonador serie sintonizable se puede expresar matemáticamente como:

$$Z_S'(\omega) = (R_S + R_P \parallel Z_{CL}) + Z_L = \frac{(R_S + R_P) - \omega^2 \cdot L \cdot C_{CL} \cdot R_P + j\omega(L + C_{CL} \cdot R_S \cdot R_P)}{1 + j\omega C_{CL} \cdot R_P} \quad (5.9)$$

Considerando las mismas simplificaciones que en el caso del resonador paralelo, $R_S \ll R_P$, y $L \ll C_{CL} \cdot R_P \cdot R_S$, la impedancia compleja Z_S' de la ecuación (5.9) se simplificaría, obteniendo:

$$Z_S'(\omega) \cong \frac{1 - \omega^2 \cdot C_{CL} \cdot L + j\omega C_{CL} \cdot R_S}{1/R_P + j\omega C_{CL}} \quad (5.10)$$

Para la frecuencia de resonancia, tal y como se ha mencionado anteriormente, la magnitud de la impedancia $|Z_S'(\omega)|$ se minimiza, por lo tanto para $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ la magnitud de la impedancia compleja quedaría:

$$|Z_S'(\omega_0)| \cong \sqrt{\frac{(C_{CL}/L) \cdot R_S^2 \cdot R_P^2}{1 + (C_{CL}/L) \cdot R_P^2}} \quad (5.11)$$

La ecuación (5.11) puede ser simplificada siempre y cuando se cumpla que $C_{CL} \cdot R_P^2 / L \gg 1$, para cualquier voltaje de polarización aplicado al dispositivo de CLN. Considerando esta condición la magnitud de la impedancia quedaría reducida a:

$$|Z_S'(\omega_0)| \cong R_S \quad (5.12)$$

Para terminar con el análisis teórico del resonador sintonizable cabría destacar que el factor de calidad es teóricamente el mismo que del resonador paralelo, es decir:

$$Q(\omega_o) \cong \frac{\omega_o \cdot L}{R_s} \quad (5.13)$$

5.5.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL RESONADOR SERIE SINTONIZABLE

El procedimiento seguido para medir la impedancia compleja del resonador serie es totalmente análogo al seguido para el resonador paralelo, gracias al analizador de impedancias Solartron 1260 se ha medido la impedancia compleja en magnitud y fase ($|Z_s'|$ y $\angle Z_s'$). Los resultados experimentales obtenidos son los que se muestran en la Figura 5.11 con un rango de frecuencia desde 1 kHz a 100 kHz y unos voltajes de polarización desde 1 V a 3,5 V.

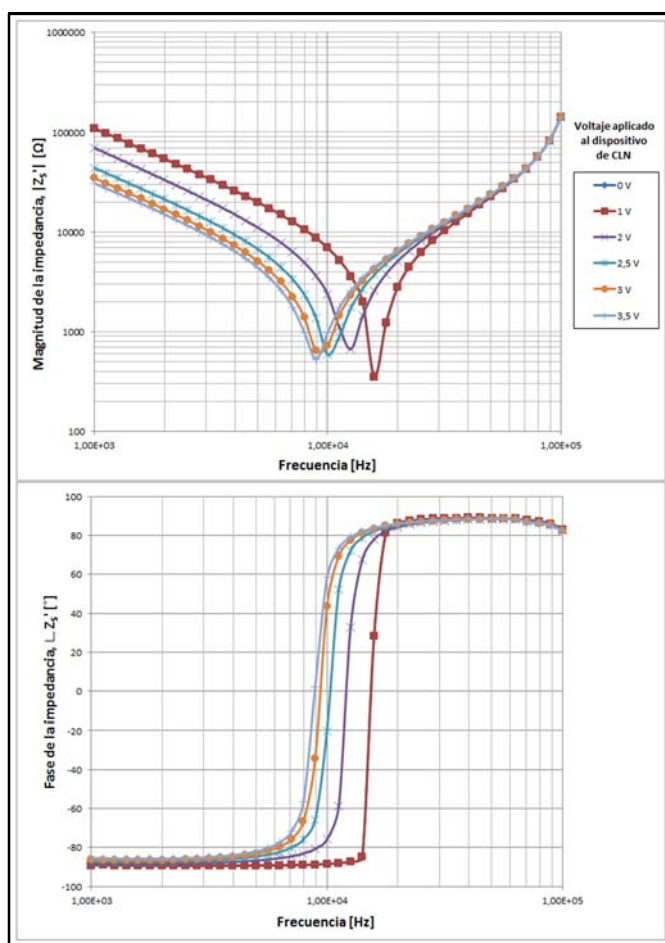


Figura 5.11. Medidas experimentales de la impedancia compleja del resonador serie sintonizable basado en dispositivo de CLN.

A la vista de los resultados experimentales obtenidos se concluye que, al igual que ocurría en el resonador paralelo, la frecuencia de resonancia disminuye a medida que aumenta la tensión de polarización, debido al aumento de la capacidad del dispositivo de CLN. A diferencia del resonador sintonizable paralelo, la magnitud de la impedancia compleja a la frecuencia de resonancia teóricamente sólo depende de la resistencia R_s , tal y como indica la ecuación (5.12). En los resultados experimentales se observa como la magnitud de la impedancia, $|Z_s'|$, mantiene un valor más uniforme independientemente del valor de la tensión de polarización.

5.5.3 SIMULACIÓN DEL RESONADOR SERIE SINTONIZABLE BASADO EN CLN

Para comprobar la concordancia entre resultados teóricos y experimentales, en la Figura 5.11 se pueden ver los resultados de las simulaciones eléctricas del resonador serie sintonizable basado en CLN junto con las medidas experimentales conseguidas. Se observa que, igual que para el resonador paralelo, se consigue un buen acuerdo entre la simulación y los datos experimentales.

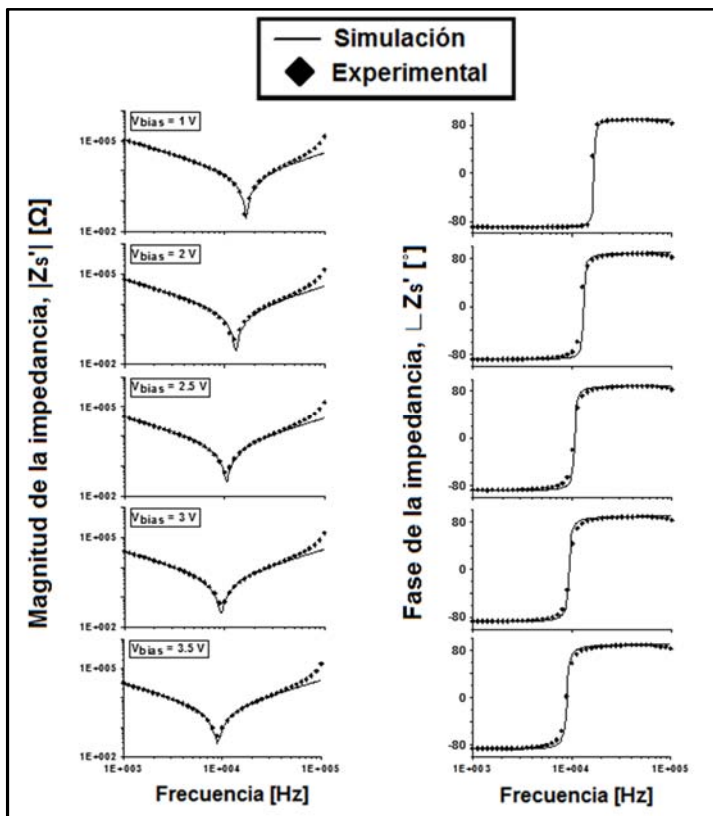


Figura 5.12. Comparación entre los resultados experimentales y de simulación para la magnitud y la fase del resonador serie sintonizable.

5.5.4 RESUMEN DE LOS RESULTADOS DE RESONADOR SERIE SINTONIZABLE BASADO EN CLN

La Tabla III resume los resultados obtenidos para el resonador serie sintonizable. En la primera columna se indica la tensión de polarización aplicada al dispositivo CLN, en la segunda y tercera columna se muestran los resultados de la simulación y en las últimas los valores teóricos calculados con las ecuaciones simplificadas que se han descrito anteriormente.

Voltaje de polarización	Simulación		Teórico		
	fo (Hz)	$ ZP'(\omega) $ (k Ω)	fo (Hz)	$ ZP'(\omega) $ (k Ω)	Q (ω)
1 V	16399	0.271	16450	0.265	25.4
2 V	13028	0.275	13017	0.265	20.1
2.5 V	10542	0.282	10536	0.265	16.2
3 V	9269	0.292	9264	0.265	14.3
3.5 V	8954	0.297	8945	0.265	12.3

Tabla III. Resumen comparativo entre los resultados de simulación y teóricos del resonador serie sintonizable basado en CLN.

A la vista de la tabla, se observa que las diferencias entre los resultados de simulación y teóricos para la magnitud de la impedancia aumentan cuando la tensión de polarización se incrementa. Esto se debe a que la resistencia paralelo R_p del CEE del dispositivo CLN disminuye con la tensión de polarización y, por tanto, la suposición de que $L \ll C_{CL} \cdot R_p \cdot R_s$ genera un mayor error para tensiones altas.

5.6 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha propuesto, implementado y caracterizado un nuevo tipo de resonadores paralelo y serie sintonizables basados en una célula monópíxel de CLN. Ésta actúa como condensador variable en función de la tensión de polarización que se le aplica. Aunque el rango de variación conseguido para las frecuencias de resonancia, alrededor de una octava, es menor que el logrado con otros dispositivos de capacidad variable, como varactores o diodos varicap [Mortenson-1974], las células monópíxel de CLN pueden alcanzar capacidades de pocos nanofaradios, mientras para los diodos varactores las capacidades están en el rango de picofaradios.

5.7 BIBLIOGRAFÍA

[Chang-2006]

Chang C.A., Chih-Cheng C. and Yeh J.A.

"Analysis and modeling of liquid-crystal tunable capacitors"

Electron Devices, IEEE Transactions on, 53 (7): 1675-82, 2006

[De Smet-2004]

De Smet H., Van den Steen J. and Cuypers D.

"Electrical model of a liquid crystal pixel with dynamic, voltage history-dependent capacitance value"

Liquid Crystals, 31 (5): 705-11, 2004

[Mentley-2002]

Mentley D.E.

"State of flat-panel display technology and future trends"

Proceedings of the IEEE, 90 (4): 453-59, 2002

[Mortenson-1974]

Mortenson K.E.

"Variable capacitance diodes : the operation and characterization of varactor, charge storage and PIN diodes for RF and microwave applications", Artech, p. 128, 1974.

[O'Mara-1993]

O'Mara W.C.

"Liquid Crystal Flat Panel Displays : Manufacturing Science and Technology "

New York Chapman & Hall, p., 1993.

[Pena-2002]

Pena J.M.S., Perez I., Rodriguez I., Vazquez C., Urruchi V., Quintana X., De Frutos J. and Oton J.M.

"Electrical model for thresholdless antiferroelectric liquid crystal cells"

Ferroelectrics, 271 1739-44, 2002

[Perez-2007]

Perez I., Sanchez-Pena J.M., Torres J.C., Manzanares R. and Oton J.M.

"Sinusoidal voltage-controlled oscillator based on a liquid crystal cell as variable capacitance"

Japanese Journal of Applied Physics Part 2-Letters & Express Letters, 46 (8-11): L221-L23, 2007

[Sedra-2007]

Sedra A.S. and Smith K.C.

"Microelectronic Circuits", Oxford University Press, p., 2007.

[Verschueren-2002]

Verschueren A.R.M., Niessen R.A.H., Notten P.H.L., Oepts W. and Alexander-Moonen E.M.L.

"Experiments and modelling of conduction and charge accumulation in liquid crystal cells"

Dielectric Liquids, 2002. ICDL 2002. Proceedings of 2002 IEEE 14th International Conference on, 2002.

[Yeh-2005]

Yeh J.A., Chang C.A., Cheng C.C., Huang J.Y. and Hsu S.S.H.

"Microwave characteristics of liquid-crystal tunable capacitors"

Ieee Electron Device Letters, 26 (7): 451-53, 2005

CAPÍTULO 6

LAZO ENGANCHADO EN FASE CON OSCILADOR CONTROLADO POR TENSION BASADO EN CRISTAL LÍQUIDO NEMÁTICO.

6.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior se mostraban diferentes sistemas sintonizables implementados que se basaban en las propiedades anisotrópicas de los cristales líquidos y en los efectos que campos eléctricos externos aplicados sobre dichos materiales pueden tener en alguna de sus magnitudes (p.e., la permitividad dieléctrica o el índice de refracción). En concreto, el funcionamiento se basa en que, gracias a la variación de la permitividad dieléctrica en función de la orientación molecular del material CL (la cual puede modificarse externamente aplicando un campo eléctrico), una célula de CL se comporta eléctricamente para determinadas frecuencias, como un condensador de capacidad variable [Costa-2006; Wen-Pin-2008].

El objetivo de este capítulo es diseñar, desarrollar y verificar su funcionalidad en una aplicación concreta, un circuito sintonizable más complejo que los descritos previamente, basado también en la variación de la capacidad de un dispositivo de CL

con una tensión externa de control. En concreto, se mostrará el diseño, simulación e implementación de un circuito electrónico muy común en RF, el denominado circuito de Lazo Enganchado en Fase (PLL). Este circuito electrónico ha contribuido significativamente al avance de las telecomunicaciones en las últimas décadas y, actualmente lo podemos encontrar en cualquiera de los equipos o sistemas electrónicos que habitualmente utilizamos en nuestra vida cotidiana [Guan-Chyun-1996].

EL PLL que se ha desarrollado en este capítulo se va a construir utilizando un dispositivo de cristal líquido nemático torsionado (CLNT), que es el material más extendido en los dispositivos de visualización o pantallas basadas en CL (LCDs). Este dispositivo formará parte del bloque funcional del oscilador controlado por tensión (VCO) como el equivalente eléctrico de un condensador sintonizable por tensión. Además del VCO, el PLL está formado por un detector de fase y por un filtro paso bajo. En el diseño del dispositivo se incluye un estudio teórico del mismo y la validación experimental del sistema implementado, demostrando la eficacia del mismo en una aplicación de una demodulación FM.

6.2 INTRODUCCIÓN A LOS PLL

Un PLL es un circuito que, haciendo uso de la realimentación negativa de fase, permite sincronizar en fase y en frecuencia la señal de salida de un oscilador variable interno con una señal de referencia [Rashid-2010]. Cuando ambas señales están sincronizadas, el error de fase entre estas señales es nulo o mínimo, y en esta situación se dice que el PLL está *enganchado* (*locked*).

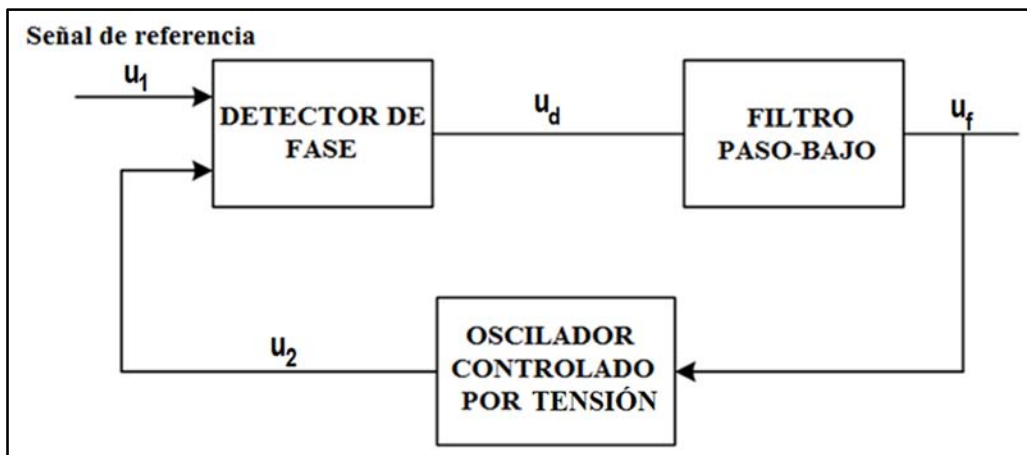


Figura 6.1. Esquema de bloques general de un PLL

Básicamente, la estructura de un PLL es igual a la de cualquier sistema realimentado de control, pudiendo separarse en tres bloques independientes según la

función que realizan [Graf-1996]. Generalmente consta de un oscilador controlado por tensión (VCO) cuya salida es comparada con la señal de referencia por el bloque detector o comparador de fase (PD). La salida de este comparador, que será proporcional al error de fase entre ambas señales, sirve de señal de realimentación al VCO pasando previamente por un filtro paso-bajo (Figura 6.1).

Existen esencialmente tres clases de PLL: el lineal o PLL analógico (LPLL), el PLL digital (DPLL) y el PLL totalmente digital (ADPLL).

A modo de breve reseña histórica, cabe destacar que el primer PLL fue diseñado en 1932 por el ingeniero francés Henri de Bellescize [Bellescize-1932], considerado el inventor de la "comunicación coherente". Sin embargo, no es hasta 1969 cuando aparece el primer PLL integrado [Grebene-1969]. Éste era un circuito puramente analógico, con un VCO analógico, un detector de fase basado en un multiplicador analógico de cuatro cuadrantes y un filtro paso-bajo RC. Si se realiza una clasificación de los PLL en función del tipo de circuitos que integran su estructura, a este tipo de PLL analógico, se le conoce como "PLL Lineal" (Linear PLL o LPLL).

El primer PLL digital (Digital PLL o DPLL), no aparece hasta 1970 siendo, realmente, un circuito híbrido, ya que el PD sí que se implementa con circuitos digitales tales como una puerta XOR o un biestable JK, pero el resto de bloques siguen siendo analógicos.

Posteriormente aparece el PLL completamente digital (ALL Digital PLL o ADPLL), el cual está formado exclusivamente por circuitos digitales. Por tanto estos circuitos carecen de resistencias y condensadores y, en definitiva, de los problemas asociados a los circuitos analógicos. Por último, y gracias al desarrollo de los microprocesadores, se ha evolucionado hasta el llamado PLL Software (Software PLL o SPLL).

Para explicar de manera somera las principales características de funcionamiento de un PLL, se realizará un estudio basándose en un LPLL (Figura 6.1), por ser más sencillo, intuitivo y tener un comportamiento similar al de los DPLL. Las principales señales de interés en el estudio de un PLL son:

- La señal de referencia o de entrada, u_1 .
- La frecuencia angular de la señal de referencia, ω_1 .
- La señal de salida del VCO, u_2 .
- La frecuencia angular de la señal de salida, ω_2 .
- La señal de salida del detector de fase, u_d .
- La señal de salida del filtro, u_f .
- El error de fase, θ_e , definido como la diferencia de fase entre la señales u_1 y u_2 .

El VCO, es un oscilador controlado por tensión, el cual oscila a una frecuencia angular ω_2 , la cual viene determinada linealmente por la señal de salida del filtro, u_f , y por su función de transferencia. La frecuencia angular viene dada por:

$$\omega_2(t) = \omega_0 + K_0 \cdot u_f(t) \quad (6.1)$$

donde ω_0 es la frecuencia central del VCO y K_0 a la ganancia lineal del VCO.

El PD, es el detector de fase, que junto al filtro paso-bajo, tienen que generar una salida proporcional a la diferencia de fase entre u_1 y u_2 , según la ecuación:

$$u_f = K_f K_d \theta_e \quad (6.2)$$

donde K_d y K_f son, respectivamente, las ganancias del PD y el filtro. Para el caso de un PLL analógico, el PD se implementa con un multiplicador analógico de señales de cuatro cuadrantes. Si se suponen dos señales sinusoidales para la señal de referencia, u_1 , y para la señal del VCO, u_2 , se podrían expresar como:

$$\begin{aligned} u_1 &= A_1 \cdot \sin(\omega_1 t + \theta_e) \\ u_2 &= A_2 \cdot \sin(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (6.3)$$

donde θ_e es el desfase entre ambas señales. Por tanto la salida del detector de fase sería el producto de ambas señales, obteniendo:

$$\begin{aligned} u_d &= A_1 A_2 \sin(\omega_1 t + \theta_e) \sin(\omega_1 t) \\ &= A_1 A_2 \sin \theta_e + A_1 A_2 \sin(2\omega_1 t + \theta_e) - A_1 \cdot A_2 \cos^2(\omega_1 t) \sin \theta_e \end{aligned} \quad (6.4)$$

A la vista de la última expresión matemática se comprueba que la señal de salida del PD tiene una componente continua proporcional al desfase entre ambas señales, $A_1 A_2 \sin \theta_e$, y componentes de alta frecuencia que deben ser eliminadas. Esto se consigue mediante un filtro paso bajo situado dentro del PLL entre el detector de fase y el VCO. Para desfases pequeños entre ambas señales, la salida del filtro paso-bajo se puede expresar como:

$$u_f = K_f A_1 A_2 \sin \theta_e \approx K_f A_1 A_2 \theta_e = K_f K_d \theta_e \quad (6.5)$$

Con esta última expresión se demuestra que la salida del filtro es proporcional a la diferencia de fase entre ambas señales cuando el desfase es pequeño o, lo que es lo mismo, su comportamiento es lineal para desfases pequeños.

6.3 PLL BASADO EN DISPOSITIVO DE CL

En este trabajo se presenta un DPLL en el que el PD se implementa con un circuito digital, el resto de bloques por tanto son analógicos, en concreto el VCO será

implementado basándose su funcionamiento en un dispositivo de CL como capacidad variable con la tensión aplicada.

Tal y como se ha explicado en capítulos anteriores, los cristales líquidos están formados por moléculas orgánicas de forma alargada y de tamaño medio. Debido a esta forma alargada, en determinadas condiciones, las moléculas presentan un cierto ordenamiento promedio macroscópico, de manera que todos los ejes principales de la molécula se alinean entorno a una dirección o vector denominado director. Una consecuencia directa de este ordenamiento es la anisotropía que se refleja en varias propiedades de los CL, ya sean propiedades mecánicas, magnéticas, eléctricas u ópticas [Gennes-1974].

Con el fin de construir dispositivos prácticos y orientados al mercado tecnológico de la visualización gráfica, los dispositivos de CL se basan en una estructura tipo sándwich, en el que el material CL se introduce entre dos electrodos. Estos dispositivos, desde un punto de vista eléctrico, presentan un comportamiento similar al de los condensadores planos con sustrato dieléctrico no ideal. Como consecuencia de la anisotropía dieléctrica, los cristales líquidos son muy sensibles al campo eléctrico [Blinov-1996] y es, precisamente, esta característica la más utilizada para su aplicación a la tecnología de dispositivos ópticos, como son, por ejemplo, los moduladores ópticos, los atenuadores ópticos variables (VOA), los moduladores espaciales de luz (SLM), los multiplexores ópticos, etc [Soref-1981; Lallana-2006; Oishi-2011]. Sin embargo, en ámbitos tecnológicos alejados de las aplicaciones ópticas, existen muchas menos aplicaciones para los CL, entre ellas las de mayor interés son las orientadas al campo de las microondas [Muller-2004; Belyaev-2008; Dubois-2008]. Por otra parte, existe todo un nicho de aplicaciones potenciales no-fotónicas por explorar referidas a los CL y que, salvo excepciones [Pérez -2007], no han producido aportaciones relevantes en los últimos años. Nos estamos refiriendo al caso de sistemas de comunicaciones sintonizables para frecuencias del rango RF (kHz-MHz) donde pueden aplicarse al ámbito de los sistemas de control, telemedida, modulación-demodulación de señal de audio, entre otros. Es en este ámbito donde se realiza esta aportación novedosa, en concreto en la realización de un sistema PLL para la banda de las centenas de kHz.

Es bien conocido que se pueden utilizar multitud de circuitos para implementar un detector de fase (PD). En este trabajo se ha utilizado un detector digital de fase que implementa el producto de dos señales digitales en el dominio temporal, siendo este producto proporcional al desfase de ambas señales. Una de estas señales es la de referencia y la otra es la salida del VCO. Por otro lado, a pesar de que el tipo de filtro paso-bajo utilizado influirá en el rendimiento global del PLL, de las diferentes alternativas posibles, se va a utilizar un filtro pasivo RC de primer orden, ya que es una

solución simple y apropiada para esta aplicación específica (demodulación de un canal de audio), aunque con evidentes limitaciones en el comportamiento dinámico del PLL global.

El VCO es la parte esencial de un PLL. Por lo general, el dispositivo que permite modificar la frecuencia de salida del oscilador, es un diodo varactor, cuya capacidad es sintonizada por una tensión de control. Sin embargo, en el presente capítulo se demostrará la posibilidad de desarrollar un sistema PLL basado en un oscilador (VCO) implementado con un dispositivo de CL. La posibilidad de emplear una célula nemática torsionada LC para implementar un oscilador sinusoidal ya ha sido publicada con anterioridad [Marcos-2007; Perez-2007].

En este trabajo, se propone un VCO basado en un oscilador de relajación. Este circuito genera una onda cuadrada cuya frecuencia de oscilación puede ser controlada por una tensión de entrada DC. En la Figura 6.2 se muestra el esquema completo del PLL implementado, junto con los valores de cada uno de los elementos.

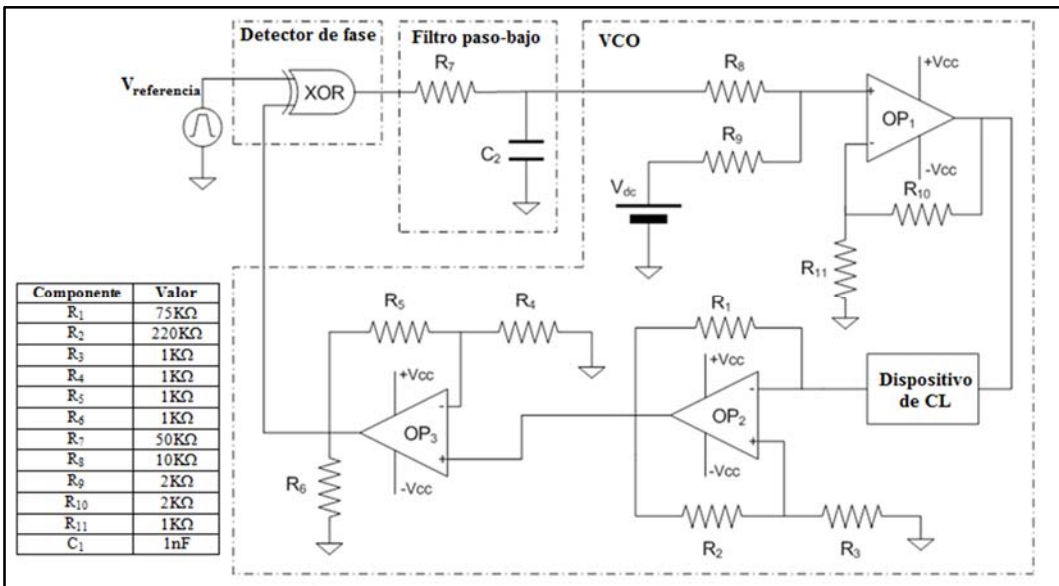


Figura 6.2. Circuito PLL implementado con los valores de los componentes.

Bajo ciertas condiciones de estabilidad y gracias al lazo de realimentación negativa, el PLL actúa de tal modo que la frecuencia de la señal de salida del VCO sea igual a la frecuencia de la señal de referencia. Cuando la señal de referencia se perturba y, por lo tanto, las frecuencias no son las mismas, se produce una variación de fase que provoca un cambio en la tensión de salida del filtro paso-bajo la cual, al estar conectada al VCO, ocasiona que su señal de salida vuelva a sincronizarse con la de referencia oscilando a la misma frecuencia.

Como se explicó en la introducción, el PD se puede implementar utilizando una puerta lógica digital XOR. Es una de las maneras más sencillas y directas de conseguir una salida proporcional al desfase entre dos señales cuadradas. La salida de la puerta lógica estará a nivel alto cuando ambas señales tengan niveles distintos, por el contrario, cuando ambas señales tengan el mismo nivel su salida se mantendrá a nivel bajo. En consecuencia, la salida de XOR se convierte en una señal cuadrada con un ciclo de trabajo proporcional al desfase entre ambas señales.

El filtro paso bajo, que determina las características dinámicas de los PLL, tal y como muestra la Figura 6.2 está formado por una resistencia y un condensador, por tanto, su frecuencia de corte es igual a $1/(R_7 \cdot C_2)$. Este valor se debe elegir correctamente para atenuar las componentes de alta frecuencia de la señal de salida del PD. La salida del filtro de paso bajo ($\overline{v_{XOR}}$), que será proporcional al desfase de las señales, se puede expresar como:

$$\overline{v_{XOR}} = \frac{V_{CC} \cdot \theta_e}{\pi} \quad (6.6)$$

El VCO implementado está basado en la configuración de un oscilador de relajación, que como señal de salida genera una onda cuadrada. Tanto las resistencias R_1 , R_2 y R_3 , como la capacidad de la célula nemática de C_L , determinan la frecuencia de la señal de salida. La resistencia R_2 es mucho mayor que R_3 , ambas actúan como un divisor de tensión que fija, a la entrada no inversora del amplificador operacional (AO), un valor de tensión de comparación proporcional al voltaje de salida del AO. De este modo, se induce a que continuamente el dispositivo de C_L , que eléctricamente se comporta como un condensador, se esté cargando y descargando a través de la resistencia R_1 . La frecuencia de salida del oscilador se puede expresar como:

$$f_{VCO} = \frac{1}{2 \cdot R_1 \cdot C_{CL} \cdot \ln(1 + (2 \cdot R_3 / R_2))} \quad (6.7)$$

donde C_{CL} es el valor de la capacidad eléctrica que presenta la célula de C_L que, como ya se ha explicado, al aplicarle un voltaje de polarización varía la permitividad dieléctrica del material C_L y, por tanto, la capacidad de dicho condensador.

Las medidas experimentales realizadas a la célula nemática torsionada de C_L , para determinar su variación de capacidad en función del voltaje de polarización aplicado, se llevaron a cabo con un analizador de impedancias Solartron 1260 que permite obtener las medidas de impedancia compleja (magnitud y fase) con las que posteriormente caracterizar eléctricamente el dispositivo. Estas medidas se tomaron para el rango de frecuencias que va desde los 100Hz hasta 1MHz aplicando en cada medida distintas tensiones de polarización al C_L . Los resultados se muestran en la Figura 6.3.

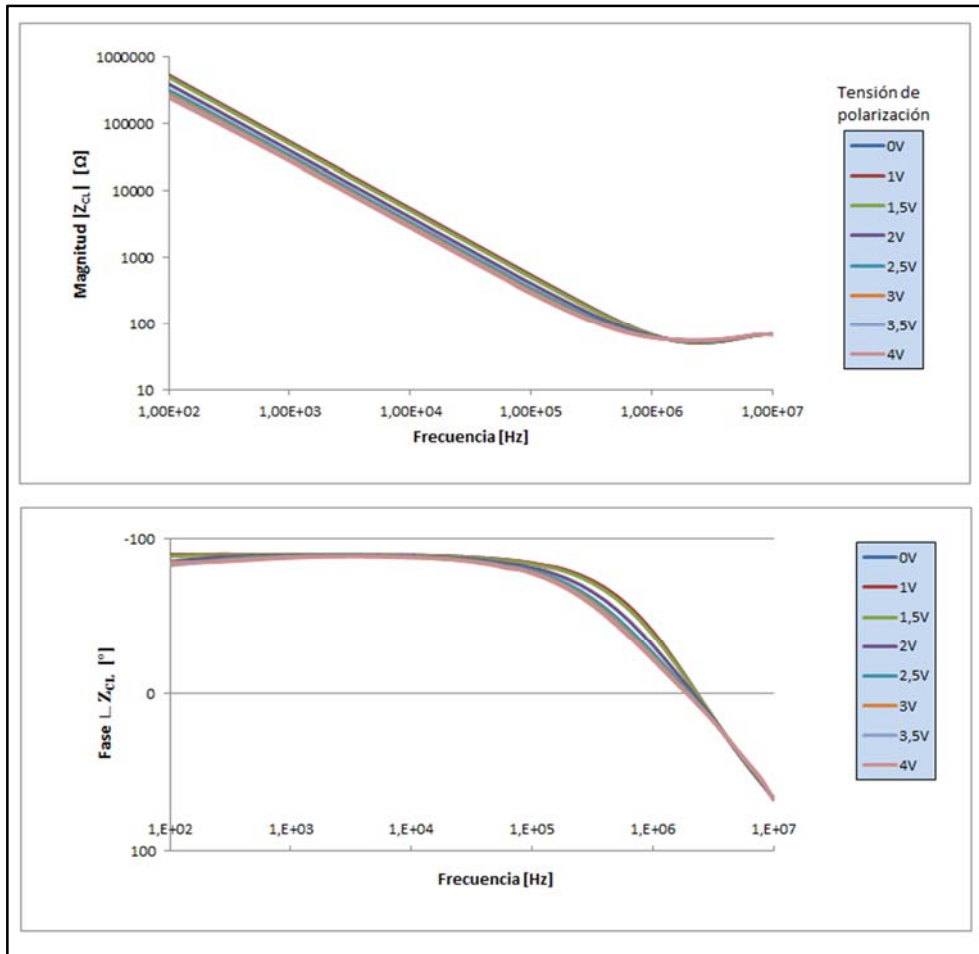


Figura 6.3. Medida experimental de la impedancia compleja del dispositivo de CL utilizado para implementar el PLL.

De las medidas experimentales se deduce que, suponiendo el equivalente eléctrico de la célula de CL como un condensador ideal y despreciando la resistencia serie y paralelo de este equivalente, su capacidad variaría en función del voltaje aplicado entre los 3nF, cuando no hay voltaje aplicado, y los 5,8nF para el máximo voltaje aplicado.

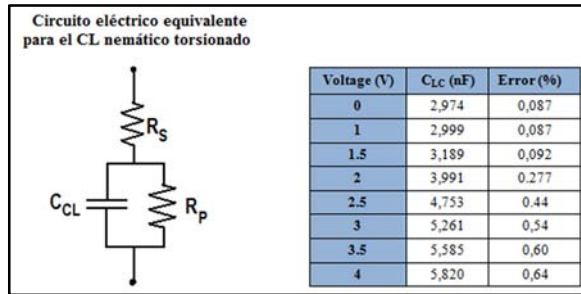


Figura 6.4. Circuito eléctrico equivalente del dispositivo de CL y tabla resumen de los valores de la capacidad equivalente.

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL PLL BASADO EN CL

El sistema PLL, partiendo de un estado *desenganchado*, únicamente se enganchará adecuadamente a una señal de referencia, cuando ésta tenga una frecuencia comprendida dentro de un rango determinado. Este rango se denomina Margen de Captura y depende de la linealidad del VCO y del detector de fase (PD). Básicamente este parámetro define el rango de frecuencias, simétrico respecto de la frecuencia central del VCO, de la señal de referencia que se puede inyectar directamente al PLL, de tal forma que éste termine enganchándose a esta señal.

A diferencia del Margen de Enganche, se puede también definir el Margen de Mantenimiento o *Lock Range*. Este margen determina el rango de frecuencias en el que, estando el PLL ya enganchado, la señal de referencia puede ir variando en su frecuencia sin que el bucle se desenganche. Este margen está directamente relacionado con los límites de funcionamiento del VCO. Por tanto, conociendo el rango de frecuencias de funcionamiento del VCO que, a su vez, depende de la variación de la capacidad del CL nemático con la tensión aplicada, se puede establecer teóricamente el Margen de Enganche del PLL implementado. Sustituyendo los valores de capacidad, mínima y máxima, obtenidos para el dispositivo CLNT en la ecuación (6.7) se obtienen los límites de funcionamiento del VCO y, por tanto, los límites de funcionamiento del PLL, quedando para la frecuencia máxima de funcionamiento ($C_{CL}=3nF$):

$$f_0 = 1 / [2 \cdot 75k \cdot 3nF \cdot \ln((2 \cdot 1k + 220k) / 220k)] \approx 245kHz \quad (6.8)$$

y para la mínima ($C_{CL}=5,8nF$):

$$f_0 = 1 / [2 \cdot 75k \cdot 5.8nF \cdot \ln((2 \cdot 1k + 220k) / 220k)] \approx 127kHz \quad (6.9)$$

Experimentalmente, utilizando el montaje mostrado en la Figura 6.5, se realizó la medida del Margen de Enganche. Partiendo de un estado en el que el PLL esté enganchado, se modifica la frecuencia de la señal de referencia hasta encontrar los límites de frecuencia, superior e inferior, para los cuales el PLL se desengancha y, por este motivo, la señal del VCO no coincide en frecuencia con la señal de referencia

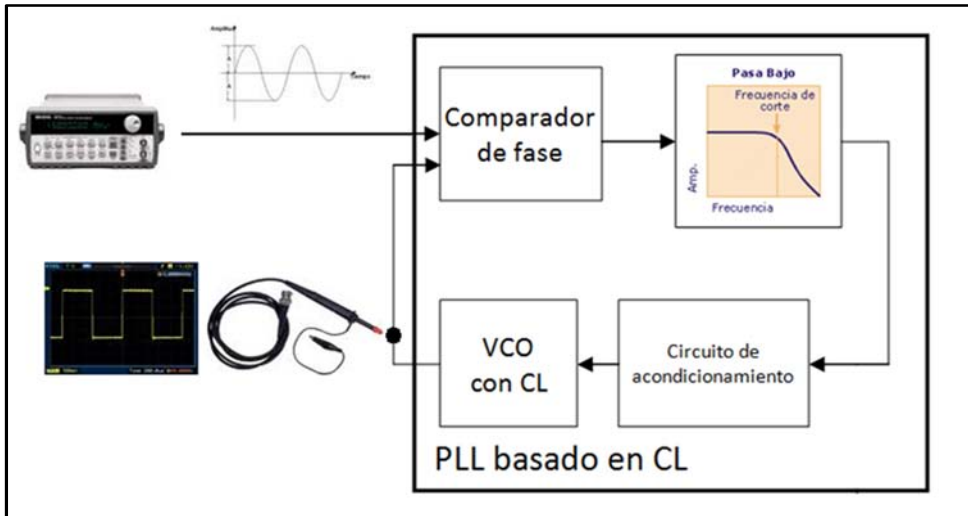


Figura 6.5. Montaje experimental para determinar el Margen de Enganche del PLL.

La Figura 6.6 muestra los límites inferior y superior del Margen de Enganche hallados experimentalmente. En ambas imágenes el trazo rojo corresponde a la señal de referencia, mientras que el azul es el de la señal de salida del VCO. Se puede comprobar que el PLL se mantiene enganchado ya que ambas señales tienen la misma frecuencia, además, el rango obtenido experimentalmente, [136kHz, 230kHz] coincide razonablemente con el obtenido teóricamente.

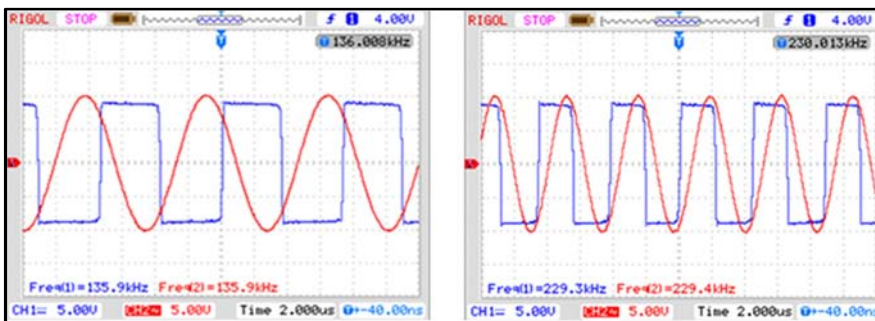


Figura 6.6. Margen de Enganche medido experimentalmente para el PLL implementado.

Entre las muchas aplicaciones de los PLL una de las más extendidas es la de demodulador de señales moduladas en fase (PM) o en frecuencia (FM), utilizando para la demodulación la señal de tensión a la salida del filtro paso-bajo, dado que esta señal es proporcional a la fase y la frecuencia de la señal de referencia de entrada al PLL.

Por lo tanto, para demostrar la viabilidad del sistema implementado, se ha utilizado el PLL para demodular una señal previamente modulada en frecuencia. Se ha utilizado el montaje experimental de la Figura 6.7, con el que se genera una señal

modulada en FM con un VCO externo. A éste se le aplica un nivel de tensión continua, que fija la frecuencia central en torno a 200kHz, y una señal alterna moduladora. Además, para recuperar adecuadamente la señal moduladora, se añade al sistema un circuito de acondicionamiento a la salida del filtro paso-bajo del PLL.

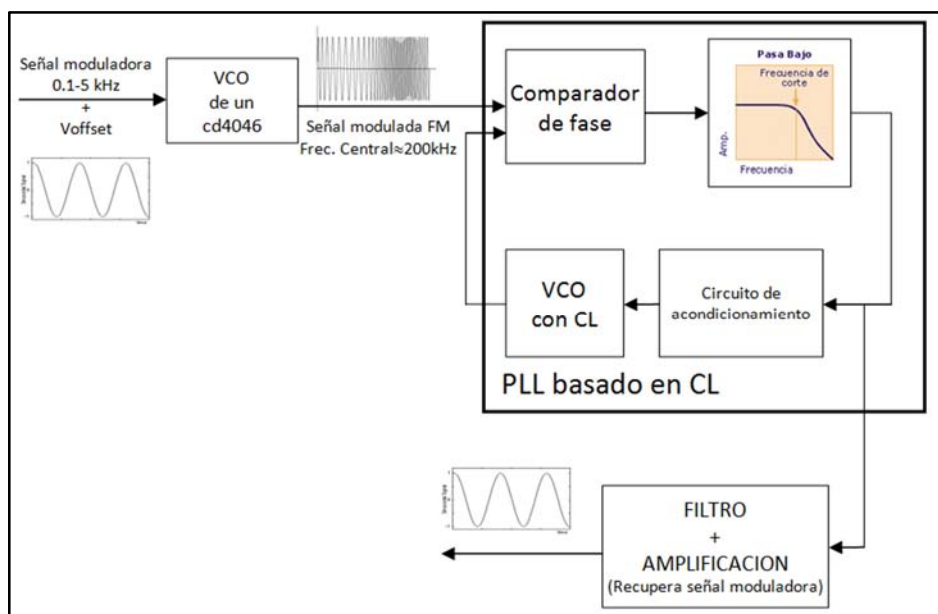


Figura 6.7. Montaje experimental en el que el PLL funciona como demodulador de una señal previamente modulada en FM.

En la Figura 6.8 se muestran los resultados experimentales obtenidos para el PLL, basado en el dispositivo de CL, funcionando como demodulador de señales FM. La frecuencia central de la señal modulada en frecuencia es de 200kHz y se han aplicado distintas señales moduladoras con frecuencias comprendidas entre los 500Hz y los 5kHz.

De los resultados experimentales obtenidos, en los que los trazos de color azul corresponden a la señal moduladora y los rojos a los de la señal recuperada en la demodulación, se comprueba que la frecuencia de ambas señales es la misma. Sin embargo, la amplitud de la señal demodulada disminuye según aumenta la frecuencia. Esto se debe a que las frecuencias de corte de los dos filtros paso bajo, tanto el del PLL como el de la etapa acondicionadora, no están bien ajustadas y recortan la amplitud de la señal de salida cuando esta tiene una frecuencia cercana a la de corte. Haciendo un mejor diseño de estos dos filtros se podría conseguir que, para este rango de frecuencias, la amplitud de salida se mantuviese constante.

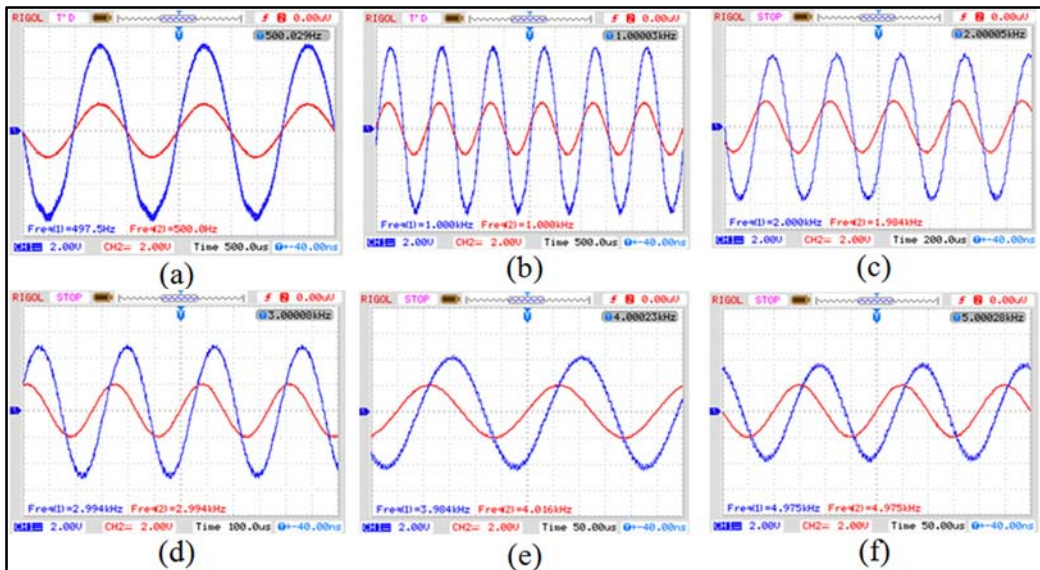


Figura 6.8. Señal demodulada recuperada por el PLL para distintas frecuencias de modulación:
a) 500Hz, b) 1kHz, c) 2kHz, d) 3kHz, e) 4kHz and f) 5kHz

6.5 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado un nuevo diseño de un PLL sobre el que se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- El bloque integrante VCO del PLL utiliza un dispositivo de CL nemático torsionado como capacidad variable con la tensión.
- Se ha realizado el análisis matemático del sistema PLL global para determinar el comportamiento dinámico y estático del mismo y determinar, teóricamente, el Margen de enganche y el de mantenimiento del sistema.
- Se ha implementado experimentalmente el sistema para mostrar la capacidad de operación del sistema. Las medidas experimentales realizadas muestran que el Margen de Mantenimiento (rango de frecuencias en las que el PLL permanece enganchado) está comprendido entre los 136 kHz hasta los 230 kHz. Este resultado coincide razonablemente con el cálculo teórico efectuado.
- Los resultados experimentales han probado el correcto funcionamiento del circuito propuesto para señales moduladoras con frecuencias en el rango de los kHz.

Hay que resaltar que el dispositivo de CL nemático utilizado para este diseño de PLL es una célula destinada a aplicaciones ópticas, por tanto, no está optimizada para este tipo de sistemas sintonizables. Algunas de las limitaciones observadas en el

sistema implementado pueden ser subsanadas con un diseño a medida del condensador CL y optimizando parámetros físicos y tecnológicos del dispositivo CL tales como la conductividad de los electrodos (utilizando metales como aluminio, oro, plata, etc.), el área efectiva de la célula, capas de alineamiento, anisotropía dieléctrica, etc. En ese supuesto, se podrían conseguir mejores resultados en cuanto a las propiedades y funcionalidades del PLL implementado.

6.6 BIBLIOGRAFÍA

[Belyaev-2008]

Belyaev B., Leksikov A., Serzhantov A. and Shabanov V.
"Physical principles of the design of electrically controllable microstrip devices"
Russian Physics Journal, 51 (9): 919-29, 2008

[Bellescize-1932]

Bellescize H.d.
"La réception synchrone"
Revue de l'Electricité et de l'Electronique, 11 230-40, 1932

[Blinov-1996]

Blinov L.M. and Chigrinov V.G.
"Electrooptic Effects in Liquid Crystal Materials", Springer, p. 38, 1996.

[Costa-2006]

Costa M.R., Altafim R.A.C. and Mammana A.P.
"Electrical modeling of liquid crystal displays-LCDs"
IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, , 13 (1): 204-10, 2006

[Dubois-2008]

Dubois F., Krasinski F., Splingart B., Tentillier N., Legrand C., Spadlo A. and Dabrowski R.
"Large Microwave Birefringence Liquid-Crystal Characterization for Phase-Shifter Applications"
Japanese Journal of Applied Physics, 47 (5): 3564-67, 2008

[Gennes-1974]

Gennes P.G.d.
"The physics of liquid crystals, by p. G. de Gennes"
Oxford [Eng.], Clarendon Press, p. 1974.

[Graf-1996]

Graf R.F.
"Oscillator circuits", Newnes, p. 164, 1996.

[Grebene-1969]

Grebene A. and Camenzind H.
"Phase locking as a new approach for tuned integrated circuits"
IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. 1969,

[Guan-Chyun-1996]

Guan-Chyun H. and Hung J.C.

"Phase-locked loop techniques. A survey"

IEEE Transactions on Industrial Electronics, , 43 (6): 609-15, 1996

[Lallana-2006]

Lallana P., Vázquez C., Pena J. and Vergaz R.

"Reconfigurable optical multiplexer based on liquid crystals for polymer optical fiber networks"

Opto-Electronics Review, 14 (4): 311-18, 2006

[Marcos-2007]

Marcos C., Torres J.C., Pena J.M.S., Perez I. and Velasquez C.

"Tunable feedback resonator based on a nematic liquid crystal cell as variable capacitance"

Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering, 6654 (1): 66540U-1-40U-40U-8, 2007

[Muller-2004]

Muller S., Scheele P., Weil C., Wittek M., Hock C. and Jakoby R.

"Tunable passive phase shifter for microwave applications using highly anisotropic liquid crystals"

2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535), 1153-6 Vol.2|2484, 2004

[Oishi-2011]

Oishi K. and Kajikawa K.

"Plasmonic all-optical bistable device based on nematic liquid crystal"

Optics Communications, 284 (13): 3445-48, 2011

[Perez-2007]

Perez I., Sanchez-Pena J.M., Torres J.C., Manzanares R. and Oton J.M.

"Sinusoidal voltage-controlled oscillator based, on a liquid crystal cell as variable capacitance"

Japanese Journal of Applied Physics Part 2-Letters & Express Letters, 46 (8-11): L221-L23, 2007

[Rashid-2010]

Rashid M.H.

"Microelectronic Circuits: Analysis and Design", Cengage Learning, p. 642, 2010.

[Soref-1981]

Soref R.A.

"Low-cross-talk 2×2 optical switch"

Opt. Lett., 6 (6): 275-77, 1981

[Wen-Pin-2008]

Wen-Pin S., Sheng-Yuan C., Yu-Yin C., Wen-Jong W. and Pei-Zen C.

"Tunable Capacitor Based on Polymer-Dispersed Liquid Crystal for Power Harvesting Microsystems"

IEEE Transactions on Electron Devices, , 55 (10): 2568-73, 2008

CAPÍTULO 7

DISPOSITIVOS SINTONIZABLES BASADOS EN CRISTAL LÍQUIDO PARA APLICACIONES EN EL RANGO DE LAS MICROONDAS

7.1 INTRODUCCIÓN

Los cristales líquidos son ampliamente conocidos por sus excelentes características electroópticas, así como por sus bajos voltajes de operación o su reducido consumo de potencia. Estas características tan favorables les han llevado a liderar los mercados de los dispositivos de visualización gráfica de equipos portátiles desde hace más de veinte años. Tal es su implantación en el mercado que, en esta última década, han llegado a suplantarse a otras tecnologías más establecidas y maduras de pantallas en el entorno doméstico, como son las pantallas CRT (*Cathode Ray Tube*).

Sin embargo, los dispositivos de visualización no son el único mercado en el que se emplean los CL. Gracias a las propiedades electroópticas anisótropas de sus moléculas, con distintos valores en función de la dirección en que se midan (propiedad conocida como anisotropía), los CL han comenzado a utilizarse en aplicaciones muy

alejadas de las tecnologías de visualización [Kim-2006; Perez-2007]. En concreto, durante la última década, ha surgido un interés creciente en el entorno investigador que propone el uso del CL para dispositivos sintonizables en el rango de las microondas.

De las diferentes fases que pueden tener los CL, la fase nemática es la más utilizada en la investigación y desarrollo de dispositivos sintonizables. El cristal líquido en su fase nemática no presenta orden posicional puesto que las posiciones de los centros de masa de las moléculas están desordenadas. Sin embargo, las moléculas se encuentran macroscópicamente ordenadas en una dirección preferente que viene dada por el vector director molecular. Debido al carácter anisótropo del CL, la permitividad dieléctrica relativa tiene dos estados o valores extremos, $\varepsilon_{r\perp}$ y $\varepsilon_{r\parallel}$, que representan, respectivamente, la permitividad dieléctrica relativa perpendicular y paralela, medidas respecto a la orientación del vector director. Gracias a que las moléculas de cristal líquido son polares, y por tanto se alinean con el campo eléctrico [Heilmeier-1970], los CLN son buenos candidatos para desarrollar componentes electrónicos en los que la permitividad se utiliza como magnitud dieléctrica variable.

El auge de dispositivos sintonizables o reconfigurables para equipos de RF multibanda en los últimos años, ha motivado la aparición de diversos dispositivos sintonizables basados en tecnología de CL. En estos dispositivos, el cristal líquido desempeña la función de dieléctrico, cuya permitividad dieléctrica relativa, ε_r , se puede variar externamente aplicando un campo eléctrico ($\varepsilon_{r\perp} < \varepsilon_r < \varepsilon_{r\parallel}$). Tanto el comportamiento dieléctrico de este tipo de material CL [James-2009; Singh-2011], como el desarrollo de materiales específicos para el rango de frecuencias de las microondas está siendo ampliamente estudiado [Lapanik-2011].

Asimismo, se han descrito en la bibliografía investigaciones recientes que demuestran la viabilidad de los dispositivos sintonizables basados en tecnología de CL para el rango de las microondas. En este sentido, dispositivos como condensadores sintonizables [Yeh-2005], líneas de retardo variable [Kuki-2002], resonadores [Yazdanpanahi-2010] o antenas con frecuencia de emisión o recepción sintonizable [Martin-2004; Kamei-2011], son algunos de los casos que sirven como ejemplo de este tipo de aplicaciones.

7.2 DISPOSITIVO DE FASE SINTONIZABLE BASADO EN CL

En el ámbito de los dispositivos para microondas basados en CL nemático, se ha desarrollado una intensa actividad investigadora en dispositivos pasivos de fase sintonizable [Dolfi-1993; Muller-2004; Dubois-2008]. En este capítulo se presentan los resultados conseguidos con un desfaseador que se ha implementado utilizando un CL nemático comercial de alta anisotropía dieléctrica. En primer lugar, se explica la

estructura del desfasador construido, mostrando los resultados de las simulaciones realizadas a partir de dicha configuración. A continuación, se presentan los resultados experimentales obtenidos, mostrando la variación de fase frente a la tensión de control o de polarización aplicada a una frecuencia de microondas de 10GHz. Se analiza el efecto que tiene sobre la variación de fase el uso de un voltaje de polarización DC variable, o AC sinusoidal de baja frecuencia. Para finalizar, se compararán los resultados conseguidos con los presentados en artículos científicos en los que utilizan CL nemáticos comerciales diferentes.

7.2.1 METODOLOGÍA

A continuación se presenta un análisis teórico básico del funcionamiento de los dispositivos desfasadores basados en CL. Posteriormente, se continúa con la descripción física del dispositivo diseñado. Finalmente se presentan los resultados y conclusiones de la simulación obtenidos para el dispositivo, para lo cual se ha utilizado un software específico comercial.

7.2.1.1 Retardo de fase y permitividad

El desplazamiento de fase (ϕ) conseguido con un desfasador como el construido se corresponde con la fase del parámetro de transmisión S_{21} . La máxima variación de fase que se puede conseguir, estará determinada por la diferencia de desplazamientos de fase para los dos estados de polarización del CL. La máxima variación viene dada por:

$$\Delta\Phi_{21} = \frac{360^\circ \cdot f \cdot l \cdot (\sqrt{\epsilon_{r\parallel}} - \sqrt{\epsilon_{r\perp}})}{c} \quad (7.1)$$

donde l es la longitud de la línea de retardo, f la frecuencia, c la velocidad de la luz y $\epsilon_{r\parallel}$ y $\epsilon_{r\perp}$ las permitividades de los dos estados de polarización posibles del CL.

7.2.1.2 Estructura del dispositivo

Para poder aprovechar las particulares características del CL, el diseño mecánico del dispositivo tiene que adaptarse a las propiedades del material. La configuración más apropiada para los dispositivos de microondas basados en CL, según la literatura técnica, es la microstrip invertida. Este tipo de estructuras permiten que tanto el desarrollo como la fabricación sean sencillos y baratos. En la Figura 7.1 se muestra la sección transversal de la estructura tipo *microstrip* invertida; además de las diferentes partes del desfasador, se aprecia cómo el CL sirve de dieléctrico de la guía.

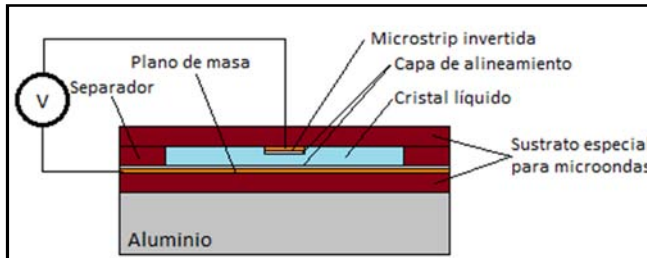


Figura 7.1. Sección transversal del dispositivo construido.

El separador se ha fabricado realizando un vaciado a un sustrato específico de alta frecuencia (Taconic TLX-8) que tiene 250 μm de espesor; con él se consigue el volumen para rellenar el dispositivo con el CL por capilaridad. La guía *microstrip* tiene 600 μm de ancho y una longitud de 50 mm que permite obtener una impedancia característica próxima a los 50 Ω . Se ha realizado sobre sustrato específico para microondas con metalización de cobre chapado en oro de 18 μm de espesor. El sustrato con línea *microstrip* se coloca frente al sustrato con el plano de masa, dejando en medio el separador. En la Figura 7.2 se muestra el detalle del plano de masa, separador y de la línea *microstrip* del desfasador.

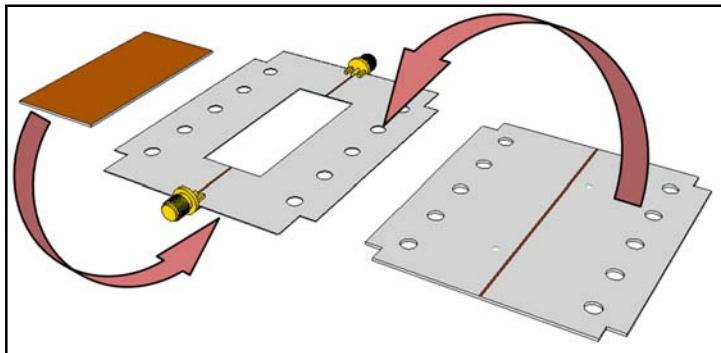


Figura 7.2. Detalle del plano de masa, del separador y de la línea *microstrip*.

Para el correcto alineamiento de las moléculas de CL, tanto sobre el sustrato de la línea *microstrip* como sobre el sustrato del plano de masa, se deposita una capa de poliimida de espesor inferior a los 200 nm. Frotando estas dos capas en una misma dirección pero en sentidos opuestos y en ausencia de campo eléctrico, se fuerza a las moléculas de CL a que se alineen homogéneamente en la dirección de frotado y en paralelo a las superficies de los sustratos.

En ausencia de voltaje, la señal de microondas experimenta la mínima permitividad dieléctrica relativa en el desfasador, dada por $\epsilon_{r\perp}$. Sin embargo, aplicando voltaje entre la línea *microstrip* y el plano de masa, se obliga a las moléculas de CL a que roten un cierto ángulo tratando de alinearse con el campo eléctrico.

Alcanzado un voltaje máximo de saturación, todas las moléculas se encuentran orientadas de forma aproximadamente perpendicular a las superficies de los sustratos; en esta situación la señal de microondas se vería afectada de la permitividad dieléctrica relativa máxima, es decir, $\epsilon_{r\parallel}$.



Figura 7.3. Distintas vistas del retardador de fase sintonizable implementado con tecnología basada en CL.

7.2.1.3 Simulación del retardo

Para determinar las dimensiones del desfasador anteriormente propuesto, se realizan simulaciones mediante el software Ansoft HFSS, una herramienta de simulación electromagnética basada en el método de los elementos finitos. Este *software* permite deducir la fase del parámetro S_{21} de la matriz de *scattering* en un intervalo de frecuencias determinado. El parámetro S_{21} se define como la relación entre la potencia recibida en el terminal de salida del dispositivo a caracterizar y la potencia en su terminal de entrada.

El cristal líquido utilizado para la construcción del dispositivo es una mezcla comercial de Merck (MDA-98-1602) no testada a frecuencias de microondas. Por ello, para la simulación se han utilizado los valores de permitividad dieléctrica del cristal líquido nemático comercial K15 para predecir, de esta manera, una aproximación a la respuesta del desfasador. El CL nemático K15 presenta unos valores de permitividad dieléctrica relativa perpendicular y paralelo $\epsilon_{r\perp} = 2,6$ y $\epsilon_{r\parallel} = 2,9$, respectivamente, a 8,5 GHz de frecuencia [Weil-2003].

Se simula la estructura presentada en la Fig. 3.1. con el software ya mencionado. Con el fin de caracterizar el desfase máximo que se obtiene con el desfasador de CL a 10 GHz, se realizan dos simulaciones considerando los dos valores extremos de la permitividad dieléctrica del cristal líquido. Es decir, se realiza una simulación considerando $\epsilon_{r\perp} = 2,6$ y otra considerando $\epsilon_{r\parallel} = 2,9$. Estos valores extremos de permitividad están asociados a las posiciones extremas de conmutación de las moléculas de CL, sintonizables mediante un campo eléctrico externo. Por tanto, en

estados intermedios de conmutación, la permitividad dieléctrica tomará también un valor intermedio entre los dos considerados.

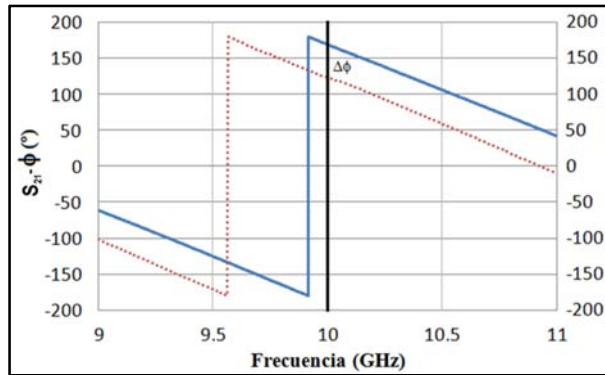


Figura 7.4. Variación de la fase respecto a la frecuencia obtenida en simulación considerando $\epsilon_{r\perp}$ (línea continua) y $\epsilon_{r\parallel}$ (línea discontinua) entre 9 y 11 GHz. La diferencia entre ambas es el desfase máximo.

La evolución de la fase (ϕ) de S_{21} con la frecuencia, obtenida en simulación para el dispositivo desfasador, puede verse en la Figura 7.4 en el intervalo de 9 GHz a 11 GHz. La diferencia entre la fase obtenida a 10 GHz considerando las permitividades $\epsilon_{r\perp}$ y $\epsilon_{r\parallel}$ es el desfase máximo que se puede conseguir a esta frecuencia.

A 10 GHz se obtiene en la simulación que $\phi_{\perp}=169^{\circ}$ para $\epsilon_{r\perp} = 2,6$ y $\phi_{\parallel} = 123^{\circ}$ para $\epsilon_{r\parallel} = 2,9$. Por tanto, el desfase máximo que se puede conseguir para esta frecuencia es $\Delta\phi_{\max}(10\text{GHz}) = 46^{\circ}$.

7.2.2 SISTEMA DE CARACTERIZACIÓN

Para realizar las medidas del desfase del dispositivo se utiliza un analizador vectorial de redes Agilent 8703B, el cual nos permite medir la fase del parámetro S_{21} a la frecuencia deseada. El montaje para la medición del dispositivo se muestra en la Figura 7.5.

El puerto 1 del analizador de redes se conecta a un Bias-T a su vez conectado a la entrada del dispositivo desfasador. El puerto 2 del analizador se conecta a la salida del desfasador. El Bias-T permite superponer la tensión de continua, que ha de aplicarse para que conmute el cristal líquido del dispositivo, con la señal de microondas. Dado que el Bias-T admite señales de hasta 67 kHz por el puerto de DC, se pueden utilizar, como tensión de polarización del CL, tanto señales continuas como alternas de frecuencias por debajo de la frecuencia de corte superior impuesta por el Bias-T. Polarizando con señales alternas, y al no estar sometido el CL a un campo eléctrico continuo, se alargaría la vida útil del dispositivo.

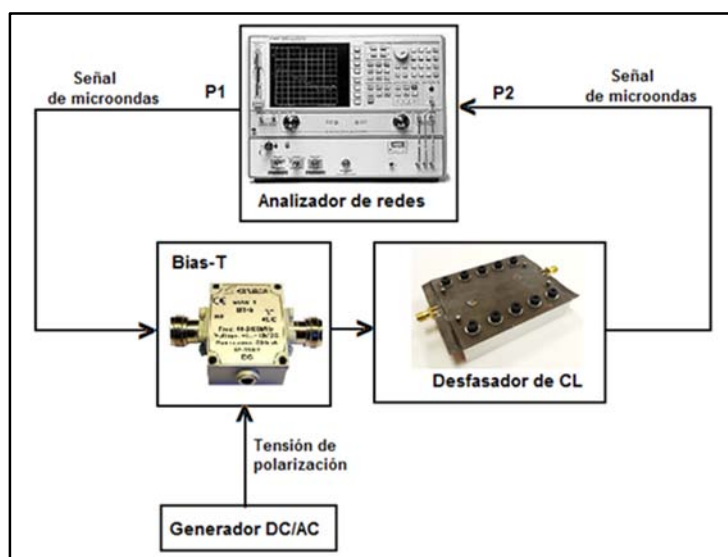


Figura 7.5. Montaje para la medida del desfasador de cristal líquido mediante el analizador de redes.

Para caracterizar el desfase en función de la tensión aplicada, se realizan distintas medidas de la fase del parámetro S_{21} a 10 GHz, aplicando distintos valores de tensión, tanto continua como alterna, hasta llegar al valor en el cual la permitividad dieléctrica del cristal líquido es máxima, es decir, $\epsilon_{r\parallel}$. No obstante, el analizador de redes limita el valor máximo de la tensión de bias que puede aplicarse, pues sólo soporta tensiones de hasta 40V.

7.2.3 RESULTADOS DE CARACTERIZACIÓN DE LA FASE

Con el fin de demostrar la viabilidad del empleo de CL nemáticos comerciales de alta anisotropía como sustrato del desfasador, se ha sometido al dispositivo a una caracterización completa a una frecuencia de 10GHz.

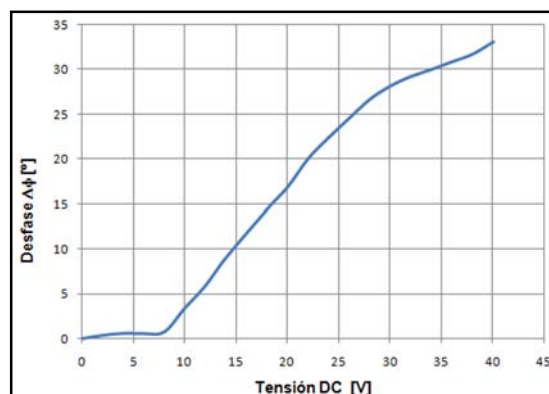


Figura 7.6. Variación de la diferencia de fase respecto del voltaje DC de polarización aplicado.

Para comprobar qué efecto tiene sobre la variación de fase el tipo de voltaje de polarización aplicado al desfasador, se han realizado dos análisis diferentes. En el primero, es un voltaje continuo el que polariza las moléculas del CL; en el segundo se aplica un voltaje sinusoidal de 1kHz, es decir, de frecuencia suficientemente baja para no afectar a las señales de microondas. La Figura 7.6 muestra los resultados obtenidos con un voltaje de polarización continuo, mientras que los resultados conseguidos con un voltaje de polarización alterno se representan en la Figura 7.7.

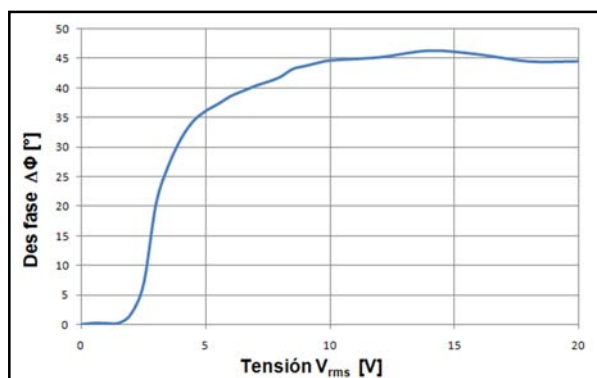


Figura 7.7. Variación de la diferencia de fase respecto del voltaje AC de polarización aplicado.

Del análisis de los resultados se desprende que, para la configuración con direccionamiento sinusoidal, el desfasador posee menor rango dinámico, $8,5 V_{rms}$, (para la tensión de entrada) que para esquemas con polarización continua (DC). Del mismo modo, los valores de tensión umbral y de saturación son también inferiores para la aproximación sinusoidal: tensión umbral en AC $1,5 V_{rms}$ frente a $7,5 V_{DC}$; tensión de saturación en AC $10 V_{rms}$ frente a más de $40 V_{DC}$ (limitado por el Bias-T). Este resultado condiciona la elección del tipo de direccionamiento en dispositivos sintonizables basados en tecnologías de CL.

Por otra parte, el valor del desfase máximo experimental, 45° medido a $10 V_{rms}$, es del orden de magnitud del obtenido en simulación (46°). Este resultado sugiere que la anisotropía dieléctrica, $\Delta\epsilon$, del CL nemático MDA-98-1602 de Merck a 10GHz posee un valor muy próximo a la del CL nemático K15, $\Delta\epsilon = 0,3$ a 8,5 GHz. Este resultado apunta a que el uso de sustratos específicos para microondas favorece la generación de desviaciones de fase mayores.

En comparación con estudios previos para estructuras desfasadoras con líneas *microstrip* invertidas y CL nemático K15, los desfases máximos obtenidos son ligeramente inferiores lo que puede atribuirse probablemente no sólo a los parámetros físicos del material CL sino también a la calidad de los sustratos sobre los que se construye la línea *microstrip*.

7.3 FILTRO DE BANDA ELIMINADA SINTONIZABLE BASADO EN CL

Una vez comprobada experimentalmente la posibilidad de diseñar e implementar dispositivos sintonizables para el rango de las microondas, que aprovechen las propiedades anisotrópicas de los CL nemáticos, se pretende desarrollar un dispositivo pasivo sintonizable para RF que esté igualmente implementado con una estructura de *microstrip* invertida.

El creciente interés por los dispositivos de RF sintonizables en los últimos años, se centra en las posibilidades de su bajo coste de desarrollo, en los diseños de tamaño reducido y sobre todo en la integración en sistemas radio de bajo consumo. Tradicionalmente para este tipo de dispositivos sintonizables se ha confiado en dispositivos semiconductores, MEMS, tecnologías de ferrita y ferroeléctricos, que en muchos casos no cumplen los criterios de coste, linealidad, tamaño o consumo.

Este aumento de la demanda de dispositivos RF reconfigurables ha motivado el desarrollo e investigación en varios materiales que, empleados como dieléctricos, puedan variar sus propiedades dieléctricas aplicándoles un campo eléctrico. Teniendo en cuenta estas condiciones, los materiales más prometedores para aplicaciones de RF son los ferroeléctricos, los piezoeléctricos y los CL. Como ya se ha comentado, el CL es un material reconfigurable, ya que sus propiedades dieléctricas se pueden sintonizar fácilmente aplicando un voltaje externo de polarización, todo esto con un consumo de energía muy reducido [Collings-1997].

Los filtros sintonizables son los bloques funcionales más importantes dentro de los sistemas encargados de la selección o discriminación de bandas de frecuencia y, por tanto, uno de los subsistemas más importantes dentro los circuitos de comunicación inalámbricos multibanda. Un filtro diseñado para el rango de las microondas implementado con CL, como dieléctrico sintonizable, permitiría un comportamiento reconfigurable y un diseño compacto.

Los avances conseguidos en filtros sintonizables se centran en circuitos resonantes basados en sistemas *micro-electromecánicos* MEMS [White-2005] o en hexaferrita [Sterns-2008] para conseguir frecuencias de resonancia variable. Sin embargo, en el caso de los filtros basados en MEMS, éstos requieren de un sistema activo de control de la frecuencia de resonancia, ya que no presentan una buena repetitividad desde el punto de vista de fabricación y de estabilidad. El problema en los resonadores de hexaferrita radica en que se sintonizan mediante un campo magnético, lo que conlleva dificultades en cuanto a tamaño y consumo de energía.

La propuesta de dispositivos basados en CL puede ser una alternativa interesante a las anteriores dada su facilidad de fabricación, escalabilidad, facilidad de sintonización y relación coste-prestaciones.

7.3.1 CONFIGURACIÓN DEL FILTRO SINTONIZABLE

En este apartado se presenta como solución novedosa la posibilidad de implementar un circuito resonante basado en tecnología *microstrip* de frecuencia de resonancia fija que, al implementarlo utilizando un CL como material dieléctrico de una estructura *microstrip* invertida como la de la Figura 7.1, le permite variar su frecuencia de resonancia en función del voltaje de polarización o de control sobre el CL.

En concreto, se ha implementado un filtro de estructura *spurline* que es muy común en líneas de comunicación *microstrip*. Son filtros del tipo banda eliminada o *notch* con un buen rechazo de banda que, junto a lo sencillo y compacto del diseño, les hace muy apropiados para ser usados en circuitos integrados. Este tipo de filtros solamente ocupan la superficie del ancho de la línea *microstrip* y de largo un cuarto de la longitud de onda que se quiere eliminar. Tal y como se muestra en la Figura 7.8 el filtro es una línea *microstrip* normal que se separa en dos líneas acopladas con una longitud de un cuarto de la longitud de onda.

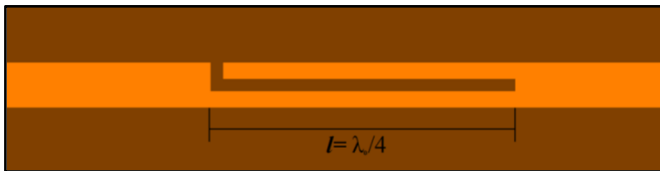


Figura 7.8. Estructura *microstrip* de un filtro de banda eliminada o *notch* tipo *spurline*.

7.3.1.1 Frecuencia central del filtro

El parámetro físico de diseño más importante para el filtro *spurline* es la longitud de las líneas acopladas, ya que esta longitud es igual a un cuarto de la longitud de onda resonante (λ_0) y, por tanto, fija la banda de rechazo.

$$l = \frac{\lambda_0}{4} \quad (7.2)$$

Para conocer la longitud de las líneas acopladas del filtro, en función de la frecuencia de la banda de rechazo para la que se quiere diseñar el filtro, habrá que conocer la relación matemática entre la longitud de onda y su frecuencia, expresada como:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \quad (7.3)$$

donde f es la frecuencia de la señal y v_p es su velocidad de propagación, que en el caso de ser el vacío sería la velocidad de la luz, c . Sin embargo para el caso de propagación de ondas electromagnéticas transmitiéndose en un medio dieléctrico e idealmente sin pérdidas, la velocidad de propagación es:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (7.4)$$

donde ε_r es la permitividad dieléctrica relativa del medio de propagación, es decir, la del sustrato del filtro, y la velocidad de la luz, $c = 2,998 \times 10^8$ m/s. Teniendo en cuenta estas expresiones, se puede obtener la ecuación matemática que relacione la longitud de las líneas acopladas con la frecuencia central de la banda de rechazo, f_0 , quedando:

$$l = \frac{c}{4 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (7.5)$$

De la ecuación (7.5), además de deducir la longitud de las líneas acopladas en función de la frecuencia de resonancia, si se despeja la frecuencia de resonancia, es evidente que ésta, para una longitud l fija, dependerá única y exclusivamente de la constante dieléctrica del material dieléctrico. Por lo tanto, aprovechando la anisotropía dieléctrica del CL, se conseguirá que la frecuencia de resonancia varíe entre dos valores extremos dados por las constantes dieléctricas $\varepsilon_{r\perp}$ y $\varepsilon_{r\parallel}$ del CL, en función del voltaje de polarización aplicado al dispositivo.

El resto de los parámetros físicos del filtro *spurline* no tienen influencia relevante sobre la frecuencia central de la banda de rechazo. Cuanto menor sea la distancia entre las líneas acopladas, más estrecha será la banda de rechazo. Pero, como es lógico, esta distancia está limitada por la precisión del equipo con el que se fabrica el filtro. La distancia entre la línea microstrip de entrada y el circuito abierto de la línea acoplada tiene un efecto insignificante en la respuesta de frecuencia del filtro. Por lo tanto, habitualmente se considera igual a la distancia entre las dos líneas acopladas.

7.3.1.2 Estructura del dispositivo

Al igual que para el desfasador sintonizable, haciendo uso de la estructura tipo *microstrip* invertida de la Figura 7.1, se implementa el filtro *spurline* de banda eliminada. Este tipo de estructura permite que el CL sirva como material dieléctrico del filtro implementado en la línea *microstrip*. Tanto para el plano de masa como para el sustrato sobre el que se ha fabricado el filtro, se ha utilizado sustratos especiales para altas frecuencias, en concreto el sustrato TLX-8 de la marca comercial Taconic de 0.8 mm de espesor y metalización en cobre de 18 μm de espesor. Para el espaciador que crea el hueco donde se alberga el CL, se ha utilizado el mismo sustrato TLX-8 pero de espesor 130 μm que, comparado con el empleado en el desfasador, tiene la mitad de espesor y, por tanto, permitirá polarizar las moléculas de CL aplicando un menor voltaje.

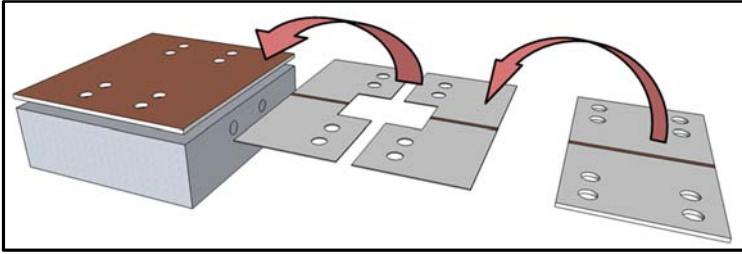


Figura 7.9. Detalle del plano de masa, separador y filtro *spurline*.

Para conseguir un mayor rango de variación de la banda de rechazo, para la implementación de este filtro de banda eliminada se ha empleado un CL nemático de alta anisotropía dieléctrica dentro del rango de las microondas. Este CLN ha sido suministrado por el grupo de Investigación de Química de la Universidad Militar de Varsovia liderado por el Profesor Dabrowski. La principal característica de este material CLN es que, a altas frecuencias tiene una anisotropía dieléctrica, aproximadamente, tres veces superior a la que presentan otros CLN comerciales.

7.3.1.3 Parámetros de diseño del filtro *spurline* de banda eliminada.

Dado que el objetivo de este trabajo es probar la viabilidad de implementar un filtro *spurline* sintonizable basado en un dieléctrico CL, y no el de trabajar a una frecuencia en concreto, se eligió una longitud de 10mm (Figura 7.10) que, despejando de la ecuación (7.5), provocaría una banda de rechazo aproximadamente centrada en 5GHz, si se considerase una constante dieléctrica relativa de 2,6 que corresponde a la $\epsilon_{r\perp}$ del CLN comercial K15.

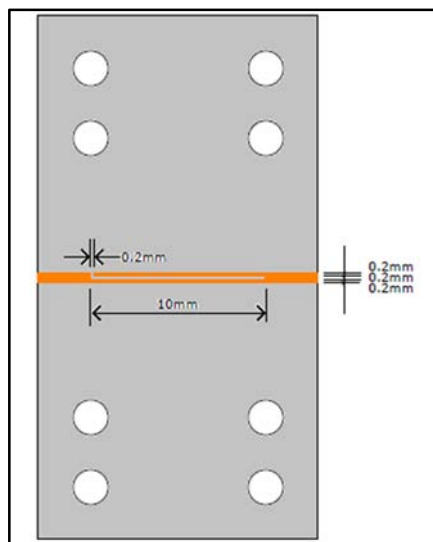


Figura 7.10. Dimensiones del filtro banda eliminada.

Cabe esperar que en la simulación del filtro y en las medidas reales la frecuencia esté cerca de los 5GHz pero, con total seguridad será diferente. Esta variación se debe, en primer lugar, a que se consideró un CL comercial K15 y, en realidad, el filtro se implementará con un CL experimental que tendrá unas constantes dieléctricas diferentes. En segundo lugar, en la ecuación (7.5) se ha considerado la constante dieléctrica relativa del CL, sin embargo, para ser más precisos se debe considerar la constante dieléctrica efectiva que tiene en cuenta la constante dieléctrica del CL y la del sustrato superior TLX-8 que es 2,55. Esto es así dado que las líneas de campo eléctrico, aunque en su mayoría discurren entre la línea microstrip y el plano de masa, algunas atravesarán parte del sustrato superior (Figura 7.11).

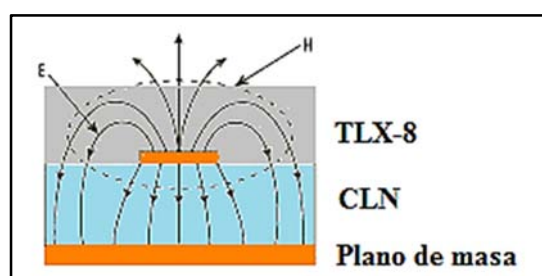


Figura 7.11. Distribución de líneas de campo eléctrico (E) y magnético (H) en la estructura microstrip invertida.

El filtro elimina-banda *spurline* se ha simulado utilizando un software de diseño electromagnético distinto al que se empleó con el desfasador, en este caso se ha utilizado el *AWR Design Environment 2008*, que está igualmente basado en el método de los elementos finitos. Con este programa obtendremos el parámetro S_{21} de la matriz de *scattering* para el rango de frecuencias deseado que. Dado que este parámetro da idea de la potencia que llega al puerto de salida respecto de la potencia inyectada en el puerto de entrada, bastará con fijarse a qué frecuencia el parámetro S_{21} sufre una brusca caída de potencia, para determinar la banda de frecuencias eliminadas por el filtro.

Como ya se ha comentado, el cristal líquido utilizado para la construcción del filtro es una mezcla experimental de alta anisotropía dieléctrica especial para altas frecuencias, que ha sido ya caracterizada para el rango de las microondas [Dubois-2008]. Por tanto, los valores de permitividad dieléctrica del CLN experimental son conocidos y se han utilizado para predecir el comportamiento del filtro de banda eliminada. El CL nemático experimental presenta unos valores de permitividad dieléctrica perpendicular y paralelo $\epsilon_{r,\perp} = 2,43$ y $\epsilon_{r,\parallel} = 3,49$, respectivamente, con los que se obtiene una anisotropía dieléctrica tres veces superior a la documentada para el CL nemático K15 [Weil-2003].

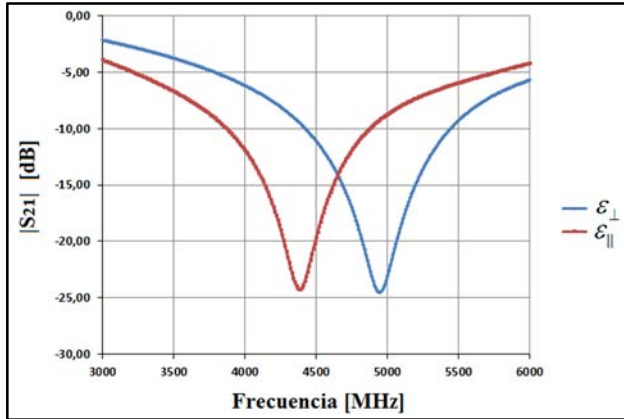


Figura 7.12. Variación de la frecuencia de la banda de rechazo obtenida en simulación.

Como se observa en la Figura 7.12, la frecuencia central de la banda de rechazo se puede sintonizar en función de la constante dieléctrica que se tome para la simulación. Si se considera la constante $\epsilon_{r,\perp} = 2,43$, que es la constante dieléctrica que afectaría al campo eléctrico cuando no se aplica ninguna tensión de polarización al CL, la frecuencia central de rechazo del filtro sería $f_0 = 4,95$ GHz. Por el contrario, si se supone que la tensión de polarización aplicada al dispositivo es máxima y, por tanto, la constante considerada es $\epsilon_{r,\parallel} = 3,49$, la frecuencia central del filtro se trasladaría a valores más bajos, obteniendo que $f_0 = 4,38$ GHz. Idealmente, con el filtro real basado en CL, se podrá sintonizar cualquier frecuencia central de rechazo dentro del rango dado por la simulación del filtro, simplemente variando la tensión de polarización aplicada al dispositivo.

7.3.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL FILTRO BANDA ELIMADA

Para la caracterización del filtro se ha utilizado el mismo montaje descrito en la Figura 7.5. El analizador vectorial de redes se va a utilizar para obtener la medida de la magnitud del parámetro S_{21} , dentro del rango de frecuencias comprendido entre 4GHz y 5,2 GHz.

Al igual que se hizo con el desfasador sintonizable basado en CL, al filtro banda eliminada se le aplicará externamente, a través del Bias-T, una tensión de polarización con la que se pretenderá sintonizar la frecuencia central de la banda de rechazo. Gracias a las conclusiones extraídas del análisis del desfasador, al filtro únicamente se le aplicará una tensión variable de polarización en alterna y de baja frecuencia en comparación con la señal de microondas. En el análisis experimental del desfasador, se comprobó que la respuesta del parámetro medido era mejor ante tensiones de polarización alternas que ante tensiones continuas.

Los resultados obtenidos a partir del montaje de caracterización experimental del filtro *spurline* elimina-banda basado en CL, mostrado en la Figura 7.13, demuestran que el CL nemático experimental que se ha utilizado como material de permitividad dieléctrica variable permite obtener una frecuencia central de la banda de rechazo sintonizable en función de la tensión, V_{rms} , aplicada al dispositivo (Figura 7.14).

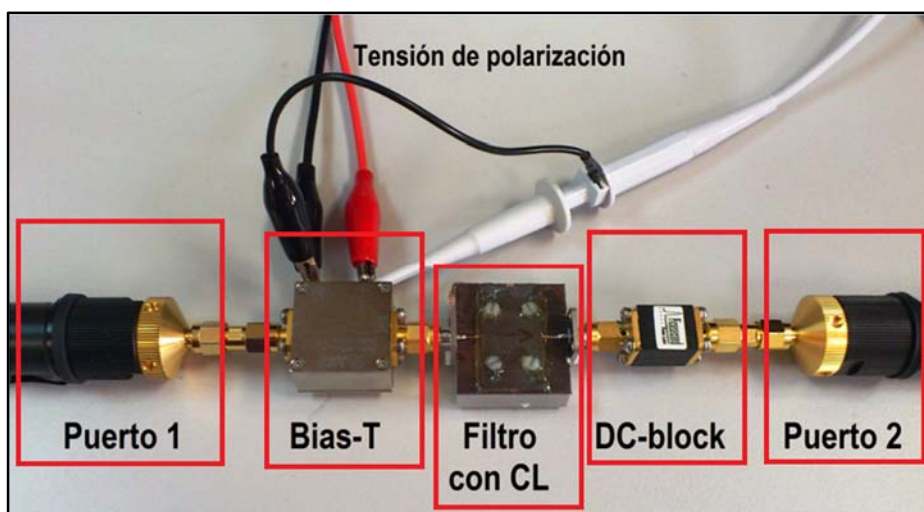


Figura 7.13. Montaje experimental de caracterización del filtro elimina-banda basado en CL.

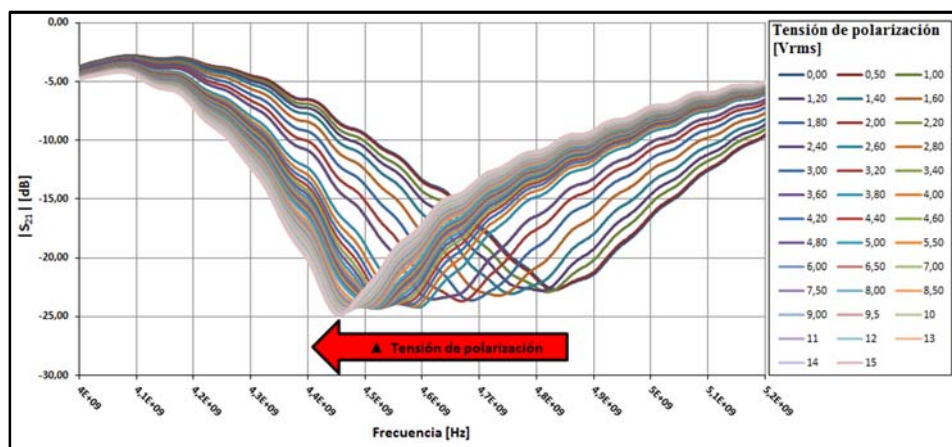


Figura 7.14. Respuesta experimental del filtro elimina-banda basado en CL para diferentes tensiones de polarización.

De las medidas experimentales realizadas, se observa que la variación de la frecuencia central del filtro banda eliminada en función del voltaje aplicado al dispositivo de CL presenta una buena concordancia con los resultados obtenidos de la

simulación. En la Figura 7.15 se muestra la variación de la frecuencia central del filtro basado en CL frente a la tensión V_{rms} que se le aplica al dispositivo.

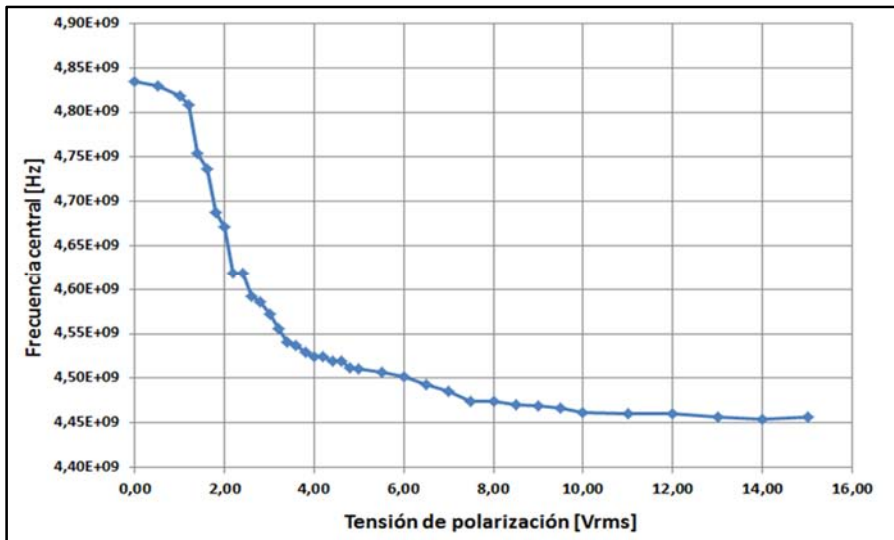


Figura 7.15. Frecuencia central de la banda de rechazo del filtro frente al voltaje de polarización del dispositivo basado en CL.

De estos últimos resultados, si se comparan con los obtenidos en la simulación, se comprueba que la variación de la frecuencia central del filtro en función de la tensión de polarización, es algo menor a la derivada por la simulación. Esto se puede deber a que en la simulación se han considerado los casos extremos de la permitividad dieléctrica, ϵ_{\perp} y ϵ_{\parallel} , sin embargo, en el filtro real no es posible alcanzar estos valores saturados, ya que esto supondría que todas las moléculas de CL tendrían que estar perfectamente alineadas en todo el volumen que ocupan, ya sea perpendicularmente o en paralelo al campo eléctrico.

Además la cavidad llenada con CL, tiene un espesor ($130\mu\text{m}$) que no favorece el correcto alineamiento de todas las moléculas de CL. Las fuerzas de anclaje que consiguen que las moléculas en ausencia de voltaje se ordenen en el mismo sentido que se ha frotado la poliimida tienen un alcance limitado y, si el espesor del dispositivo es excesivo, se formarán microdominios dentro del volumen de CL ordenados a lo largo de una dirección promedio distinta a la del resto del volumen [Gennes-1974].

Otro efecto importante que se observa en la Figura 7.15 es que el voltaje necesario para conseguir una variación del parámetro medido, en este caso la frecuencia central del filtro, en comparación con el voltaje que era necesario en el dispositivo desfasador (Figura 7.7) es mucho menor. En el filtro sintonizable, para una tensión de polarización de $2 V_{rms}$, se obtiene casi un 50% de la variación máxima que

se puede alcanzar para la frecuencia central. Sin embargo, para el desfasador, aplicando esa tensión de polarización no se ha superado la tensión mínima de polarización necesaria para conseguir un cambio en la orientación de la molécula de CL. A pesar de que la intuición lleve a pensar que este efecto se puede deber a que el espesor de CL del filtro en comparación con el del desfasador son diferentes, este parámetro físico de fabricación no influye en la tensión umbral a partir de la cual las moléculas de CL comienzan a alinearse en dirección al campo eléctrico [Frank-1958]. La ecuación para el voltaje umbral de un dispositivo de CL nemático alineado homogéneamente [Yang-2006], se puede expresar como:

$$V_{th} = \pi \sqrt{\frac{k_{11}}{\epsilon_0 \cdot \Delta\epsilon}} \quad (7.6)$$

donde k_{11} es un parámetro elástico propio de cada material CL. Es a este parámetro al que se debe que la tensión umbral en el filtro sea inferior a la tensión umbral obtenida con el desfasador, ya que la anisotropía dieléctrica, $\Delta\epsilon$, a la frecuencia de la tensión de polarización, es mayor en el caso del CL utilizado en el desfasador.

7.4 CONCLUSIONES

En este capítulo, se presentan las conclusiones más relevantes relacionadas con los dispositivos de microondas desarrollados.

- Se han diseñado, implementado y validado para el rango de las microondas dos dispositivos sintonizables pasivos basados en CL nemático, un desfasador sintonizable y un filtro sintonizable banda eliminada, basados en las propiedades dieléctricas anisótropas de los cristales líquidos. Los dispositivos se han implementado empleando una estructura microstrip invertida, que permite que el CL sirva de material dieléctrico con permitividad variable en función de la tensión de polarización aplicada.
- Las estructuras de ambos dispositivos sintonizables han sido simuladas previamente con programas de diseño electromagnético basados en elementos finitos (Ansoft HFSS y AWR Design Environment) comerciales. Estas simulaciones, permiten obtener resultados con los que prever el comportamiento experimental real de ambos dispositivos sintonizables basados en CL.
- La simulación del desfasador sintonizable, permite obtener la evolución de la fase del parámetro S_{21} con la frecuencia, medida entre 9 y 11 GHz. Los datos obtenidos revelaban que, para una frecuencia de 10 GHz, la variación de fase a la salida se podía modular entre 0° y un desfase máximo de 46° en función de la permitividad dieléctrica que se considerase.

- En el caso del filtro banda eliminada, las simulaciones mostraron que la frecuencia central de la banda eliminada, se podría variar entre una frecuencia mínima de $f_0 = 4,38$ GHz (considerando ε_{\parallel}) y una máxima de $f_0 = 4,95$ GHz (para ε_{\perp}).
- Para verificar los resultados conseguidos mediante simulación, se ha procedido a la medida experimental de los dispositivos implementados con un analizador de redes.
- En el caso del desfasador se realizaron dos análisis diferentes, uno aplicando tensión DC y otro aplicando una tensión AC sinusoidal de 1 kHz para polarizar las moléculas de cristal líquido.
- La diferencia más significativa es que aplicando tensión DC no se consigue la saturación del dispositivo, debido a que no pueden ser aplicados más de 40 V. El desfase máximo que se consigue para DC es de 33° . Por el contrario, al aplicar tensión AC sinusoidal, sí se consigue la saturación del dispositivo, alcanzando un desfase máximo de 45° , un valor muy similar al obtenido en simulación.
- Las medidas experimentales realizadas al filtro banda eliminada basado en CL, se realizaron únicamente aplicando tensiones de polarización AC, dado que los resultados preliminares derivados del desfasador indicaban que ésta era la mejor forma de polarizar el dispositivo.
- Los resultados experimentales mostraron que el dispositivo tenía una frecuencia central sintonizable en el rango entre 4,45 GHz y 4,85 GHz.

7.5 BIBLIOGRAFÍA

[Collings-1997]

Collings P.J. and Hird M.

"Introduction to liquid crystals chemistry and physics", Taylor & Francis, p., 1997.

[Dolfi-1993]

Dolfi D., Labeyrie M., Joffre P. and Huignard J.P.

"LIQUID-CRYSTAL MICROWAVE PHASE-SHIFTER"

Electronics Letters, 29 (10): 926-28, 1993

[Dubois-2008]

Dubois F., Krasinski F., Splingart B., Tentillier N., Legrand C., Spadlo A. and Dabrowski R.

"Large Microwave Birefringence Liquid-Crystal Characterization for Phase-Shifter Applications"

Japanese Journal of Applied Physics, 47 (5): 3564-67, 2008

[Frank-1958]

Frank F.C.

"ON THE THEORY OF LIQUID CRYSTALS"

Discussions of the Faraday Society, (25): 19-28, 1958

[Gennes-1974]

Gennes P.G.d.

"The physics of liquid crystals, by p. G. de Gennes"

Oxford [Eng.], Clarendon Press, p., 1974.

[Heilmeier-1970]

Heilmeier G.H. and Helfrich W.

"ORIENTATIONAL OSCILLATIONS IN NEMATIC LIQUID CRYSTALS"

Applied Physics Letters, 16 (4): 155-57, 1970

[James-2009]

James R., Fernandez F.A., Day S.E., Bulja S. and Mirshekar-Syahkal D.

"Accurate Modeling for Wideband Characterization of Nematic Liquid Crystals for Microwave Applications"

Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 57 (12): 3293-97, 2009

[Kamei-2011]

Kamei T., Yokota M., Ozaki R., Moritake H. and Onodera N.

"Microstrip Array Antenna with Liquid Crystals Loaded Phase Shifter"

Molecular Crystals and Liquid Crystals, 542 167-75, 2011

[Kim-2006]

Kim H.R., Jang E. and Lee S.D.

"Electrooptic temperature sensor based on a Fabry-Perot resonator with a liquid crystal film"

Ieee Photonics Technology Letters, 18 (5-8): 905-07, 2006

[Kuki-2002]

Kuki T., Fujikake H. and Nomoto T.

"Microwave variable delay line using dual-frequency switching-mode liquid crystal"

Ieee Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50 (11): 2604-09, 2002

[Lapanik-2011]

Lapanik A., Goelden F., Lapanik V., Mueller S., Penirschke A., Jakoby R. and Haase W.

"Nematic LCs Mixtures with High Birefringence in the Microwave Region"

Frequenz, 65 (1-2): 15-19, 2011

[Martin-2004]

Martin N., Laurent P., Person C., Gelin P. and Huret F.

"Size reduction of a liquid crystal-based, frequency-adjustable patch antenna"

34th European Microwave Conference, Vols 1-3, Conference Proceedings, 825-28, 2004

[Muller-2004]

Muller S., Scheele P., Weil C., Wittek M., Hock C. and Jakoby R.

"Tunable passive phase shifter for microwave applications using highly anisotropic liquid crystals"

2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535), 1153-6 Vol.2|2484, 2004

[Perez-2007]

Perez I., Sanchez-Pena J.M., Torres J.C., Manzanares R. and Oton J.M.

"Sinusoidal voltage-controlled oscillator based, on a liquid crystal cell as variable capacitance"

Japanese Journal of Applied Physics Part 2-Letters & Express Letters, 46 (8-11): L221-L23, 2007

[Singh-2011]

Singh D.P., Saxena S., Johri S., Paudyal H. and Johri M.

"Microwave cavity technique to study the dielectric response in 4'-n-Heptyl-4-biphenyl nematic liquid crystal at 20.900 GHz and 29.867 GHz"

Measurement, 44 (4): 605-10, 2011

[Sterns-2008]

Sterns M., Schneiderbanger D., Rehner R., Martius S. and Schmidt L.P.

"Novel tunable hexaferrite bandpass filter based on rectangular waveguide coupled shielded coplanar transmission lines"

Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, 2008.

[Weil-2003]

Weil C., Muller S., Scheele P., Kryvoshapka Y., Lussem G., Best P. and Jakoby R.

"Ferroelectric- and liquid crystal-tunable microwave phase shifters"

33rd European Microwave Conference, Vols 1-3, Conference Proceedings, 1431-34, 2003

[White-2005]

White J.R., White C.J. and Slocum A.H.

"Octave-tunable miniature RF resonators"

Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 15 (11): 793-95, 2005

[Yang-2006]

Yang D.K. and Wu S.T.

"Fundamentals of liquid crystal devices", John Wiley, p., 2006.

[Yazdanpanahi-2010]

Yazdanpanahi M. and Mirshekar-Syahkal D.

"Investigation of coupling based on liquid crystal in two end-coupled microstrip resonators"

2010 5th International Symposium on Telecommunications (IST), 324-7|1027, 2010

[Yeh-2005]

Yeh J.A., Chang C.A., Cheng C.C., Huang J.Y. and Hsu S.S.H.

"Microwave characteristics of liquid-crystal tunable capacitors"

Ieee Electron Device Letters, 26 (7): 451-53, 2005

CAPÍTULO 8

CONCLUSIONES, TRABAJOS FUTUROS Y DIFUSIÓN Y TRANSFERENCIA DE RESULTADOS

En este capítulo se describen de forma resumida las conclusiones más importantes obtenidas de los diferentes aspectos tratados relativos al desarrollo de sensores y sistemas sintonizables eléctricamente basados en CL estudiados en este trabajo, así como las líneas de actuación de trabajos futuros que se pueden desarrollar para completar los resultados aquí expuestos.

Además, se exponen de forma pormenorizada la difusión y transferencia de resultados a los que ha dado lugar este trabajo de tesis en sus diferentes formatos, ya sean artículos en revistas, congresos internacionales y nacionales, transferencia tecnológica, etc.

8.1 CONCLUSIONES

Esta tesis ha centrado su foco de interés en dos líneas temáticas diferentes: los sensores y los dispositivos sintonizables basados en CL. En ambas líneas se han estudiado y desarrollado nuevos dispositivos y/o sistemas cuyas conclusiones más relevantes se exponen seguidamente.

8.1.1 CONCLUSIONES RELATIVAS AL DESARROLLO DE SENSORES

En este ámbito, se han propuesto, analizado, implementado y verificado tres tipos distintos de sensores. Los sensores presentados en los capítulos dos y tres son de tipo fotónico/óptico, mientras que el presentado en el capítulo cuatro es no-fotónico, pero está basado en un dispositivo de material CL el cual forma parte de un sistema electrónico (circuito multivibrador) que es capaz de convertir la Temperatura del material CL en una frecuencia de oscilación definida.

➤ Sistema optoelectrónico de medida de la velocidad de proyectiles sobre estructuras aeronáuticas

En este capítulo se abordó el análisis, estudio, implementación y caracterización experimental de un sistema optoelectrónico capaz de medir la velocidad media de los proyectiles utilizados, principalmente, en los ensayos de impacto sobre estructuras. Las conclusiones más importantes a resaltar del sistema implementado son:

- Se ha diseñado y construido un sensor simple, económico y robusto frente a posibles fallos de los elementos ópticos integrantes.
- El sistema es capaz de medir la velocidad de objetos de calibre pequeño cubriendo rangos de velocidades desde subsónicas, a partir de 30 m/s, hasta supersónicas, inferiores a 1200 m/s.
- La medida de velocidad se realiza por procedimientos ópticos y, por tanto, sin contacto con el proyectil (no destructiva).
- Gracias a un circuito diseñado e implementado específicamente para este fin, la medida de la velocidad no se ve afectada por la luminosidad ambiental.
- La velocidad calculada se presenta en una pantalla LCD integrada en el sistema y, para mejorar la seguridad del ensayo, se envía a un ordenador remoto mediante protocolo serie.
- El error de precisión es inferior al 1% para el caso en el que sólo dos barreras estén operativas.

➤ **Sensor de medida de velocidad del aire para túnel de viento basado en el desprendimiento de vórtices utilizando fibra óptica de plástico.**

Se han desarrollado satisfactoriamente dos sensores diseñados para la medida de la velocidad de un flujo de aire. Las conclusiones asociadas a estos dos sensores pueden resumirse como:

- Han sido validados para una velocidad de aire entre 4 m/s y 10 m/s con un túnel de viento construido especialmente para esta aplicación.
- Ambos sistemas están implementados con fibra óptica de plástico multimodo (MMF) actuando como elemento sensor, pero con perfil de índice diferente, en un caso se trata de fibra de índice gradual y en el otro de fibra de salto de índice.
- Ambos sistemas utilizan la modulación de la potencia óptica, por pérdidas de curvatura, que se produce en la fibra para determinar la velocidad del flujo. Los sensores implementados, frente a otros sensores de velocidad de flujo más tradicionales, presentan tanto las ventajas típicas de los sensores basados en fibras ópticas, como las ventajas adicionales de las fibras de plástico respecto de las de sílice. .

➤ **Convertidor Temperatura-frecuencia basado en un dispositivo de cristal líquido**

Basándonos en las propiedades anisótropas de los materiales de CL y en su dependencia con la temperatura, se ha desarrollado un dispositivo convertidor T-f que utiliza un dispositivo de CL nemático actuando como transductor puramente eléctrico. Las conclusiones más importantes a destacar en este sistema son los siguientes:

- El dispositivo o condensador plano de CL funciona como transductor puramente eléctrico.
- La sensibilidad del convertidor T-f se puede regular en función de la tensión de polarización aplicada al dispositivo de CL.
- Se ha obtenido un rango de medida amplio, desde -6°C hasta 100°C con una buena linealidad en un intervalo de medida superior a 80°C.
- Frente a otros sensores de temperatura basados en CL, éste es totalmente eléctrico, suponiendo una rebaja en coste, mayor facilidad en su implementación, así como en su integración y su utilización.

8.1.2 CONCLUSIONES RELATIVAS AL DESARROLLO DE SISTEMAS SINTONIZABLES BASADOS EN CL

La capacidad de modificar la permitividad de los dispositivos de CL con una tensión de polarización aplicada entre sus terminales muestra a estos materiales como potenciales candidatos para su utilización en sistemas electrónicos que requieren una

capacidad variable controlada electrónicamente. Se han propuesto y desarrollado un conjunto de dispositivos sintonizables que pueden operar a frecuencia RF (caso de los resonadores y del PLL) o a frecuencia de MW (caso del desfasador o del filtro notch).

➤ **Resonador serie y paralelo sintonizables basados en célula de cristal líquido nemático**

Con respecto a estos sistemas se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- La validación del modelo del CEE obtenido mediante la simulación de sus parámetros eléctricos y su comparación con los resultados experimentales obtenidos para los resonadores.
- Bajo nivel de tensión de polarización para conseguir sintonizar la frecuencia de resonancia de los dispositivos implementados.
- Rango de variación conseguido para las frecuencias de resonancia de una octava sin modificar los parámetros tecnológicos del dispositivo CL.

➤ **Lazo enganchado en fase con oscilador controlado por tensión basado en cristal líquido nemático.**

Relacionado con este sistema, las conclusiones obtenidas más relevantes son las siguientes:

- El bloque VCO del PLL utiliza un dispositivo de CL nemático torsionado como capacidad variable mediante una tensión de control externa.
- Se ha realizado el análisis matemático del sistema PLL global para determinar teóricamente los parámetros de funcionamiento del sistema tanto en régimen estático como dinámico.
- Se ha implementado el sistema completo, obteniendo unos resultados experimentales que coinciden razonablemente con el cálculo teórico efectuado.
- Se ha demostrado, experimentalmente, el funcionamiento correcto del sistema como demodulador de señales FM moduladas en el rango de los kHz.

➤ **Dispositivos sintonizables basados en cristal líquido para aplicaciones en el rango de las microondas**

Continuando con los desarrollos basados en CL como material dieléctrico de permitividad variable, se han analizado, desarrollado e implementado dos sistemas electrónicos sintonizables para operar en el rango de las microondas: un dispositivo de fase sintonizable y un filtro banda eliminada. Las conclusiones más destacadas relacionadas con los dispositivos de microondas desarrollados son las siguientes:

- Ambos dispositivos sintonizables fueron simulados previamente con programas de diseño electromagnético basados en elementos finitos.
- Los resultados experimentales mostraron que los dispositivos se comportaban razonablemente igual a lo que predecían las simulaciones.

- Se ha comprobado teórica y experimentalmente la viabilidad de usar la tecnología de CL en el rango de frecuencias de las microondas para desarrollar nuevos dispositivos que pueden ser utilizados en sistemas más complejos (y de uso habitual en comunicaciones en el espacio y comunicaciones móviles terrestres) tales como los reflectoarrays, entre otros.

8.2 TRABAJOS FUTUROS

A la vista de los resultados y conclusiones de los distintos trabajos abordados en esta tesis, han surgido nuevas ideas, mejoras o posibles modificaciones que pasan a resumirse en este apartado de trabajos futuros.

- **Sistema optoelectrónico de medida de la velocidad de proyectiles sobre estructuras aeronáuticas**
 - A pesar de que el microprocesador utilizado se adecuaba a las necesidades, otro más potente proporcionaría una medida de mayor precisión.
 - Desarrollar una nueva estructura mecánica que permita:
 - a) un posicionamiento más sencillo de los láseres.
 - b) Modificar las distancias entre barreras ópticas, permitiendo adecuar el sistema, tanto en rango de medida como en precisión, en función del ensayo de impacto.
 - Modificar la comunicación con el ordenador remoto para que sea inalámbrica.
- **Sensor de medida de velocidad del aire para túnel de viento basado en el desprendimiento de vórtices utilizando fibra óptica de plástico.**
 - Profundizar en el estudio teórico de los vórtices de Kármán para una mejor comprensión del fenómeno físico, y poder así analizar las posibles mejoras de los sistemas.
 - Probar ambos sensores en un túnel de viento de mejores características y mayor rango de velocidades para determinar el límite superior de medida de los sistemas.
 - Tratar de medir simultáneamente, con ambos sistemas de fibra, la velocidad del fluido y su temperatura.
- **Convertidor Temperatura-frecuencia basado en un dispositivo de cristal líquido**
 - Implementar el sistema con un CL nemático óptimo, es decir que su anisotropía óptica tenga una fuerte dependencia con la temperatura.
 - Probar con distintos materiales de CL nemático con distintas temperaturas de transición a fase isotrópica. Esto permitiría, con un mismo circuito y cambiando únicamente el transductor de CL, medir en distintos rangos de temperatura.

- Fabricar un transductor de CL, con un material anisótropo positivo pero alineado en estado de reposo en perpendicular a los sustratos. Con esto se conseguiría la máxima sensibilidad sin apenas tensión de polarización.

➤ **Sistemas sintonizables basados en CL**

Los trabajos futuros respecto de los capítulos VI, VII y VIII se pueden enumerar en una única lista y serían los siguientes:

- Diseño y fabricación de un dispositivo basado en CL Nemático como dieléctrico con parámetros de fabricación optimizados para altas frecuencias.
- Diseño y verificación experimental de filtros y osciladores sintonizables electrónicamente utilizando otras tecnologías alternativas de CL (AFLC, V-, FLC, etc.).
- Análisis y desarrollo de nuevos circuitos sintonizables en altas frecuencias susceptibles de ser implementados con tecnología CL.

8.3 DIFUSIÓN Y TRANSFERENCIA DE RESULTADOS

Los diferentes trabajos desarrollados en esta tesis han generado los resultados científico-tecnológicos que se describen a continuación y que abarcan aspectos como: (i) el diseño e implementación de nuevos sensores; (ii) desarrollo de circuitos específicos de sintonización para RF basados en células de CL; (iii) el diseño y la implementación de circuitos basados en CL para microondas, entre otros.

Los formatos de difusión fueron de varios tipos: artículos en revistas indexadas, capítulos de libro en editoriales extranjeras, comunicaciones a congresos, exhibiciones en ferias tecnológicas, etc.

Capítulos de Libro:

- Título del Capítulo: “Development of Optoelectronic Sensors and Transceivers for Spacecraft Applications” (Chapter 5, pp. 99-122)

Autores: José M Sánchez-Pena, Carlos Marcos, Alberto Carrasco, Ricardo Vergaz and Ramón Zaera

Libro: Advances in Spacecraft Technologies

Editor: Jason Hall

Editorial: InTech N° Páginas: 596 Año: Febrero/2011

ISBN: 978-953-307-551-8

<http://www.intechopen.com/articles/show/title/development-of-optoelectronic-sensors-and-transceivers-for-spacecraft-applications>

Artículos en revistas científicas indexadas en JCR:

- J.M.S. Pena, C. Marcos, Y. Fernández, R. Zaera, “A cost-effective optoelectronic system to measure the projectile velocity in high velocity impact testing of aircraft and spacecraft structural elements” OPT ENG 46 (5), 510141-510146, 2007.
- I. Pérez, J.M.S. Pena, J.C. Torres, R. Manzanares, C. Marcos, C. Vázquez “Optoelectronic Multiplexer for Digital Data Processing based on Liquid Crystal Pixels and Optical Fiber Elements” OPTO-ELECTRON REV 15(2), 78-81, 2007.
- Juan Carlos Torres Zafra, Isabel Pérez Garcilópez, Virginia Urruchi del Pozo, José Manuel Sánchez Pena, and Carlos Marcos Lucas, “Electrical modeling of tristate antiferroelectric liquid crystal devices” OPT. ENG. 50, 081206, Jun 14, 2011; doi:10.1117/1.3564817.
- C. Marcos, J.C. Torres, J.M. Sánchez-Pena, J.I. Santos, “Temperature-Frequency Converter using a LC Cell as a Sensing Element” (en proceso de revisión), Sensors, 2011.

Artículos en proceedings de conferencias:

- Carlos Marcos, Juan Carlos Torres Zafra, Jose Manuel Sanchez, Isabel A. Perez, Carmen Vázquez García “A Tuneable Feedback Resonator based on a Nematic Liquid Crystal as a Variable Capacitance” Proc. SPIE 6654, 66540U (2007); doi:10.1117/12.734435, Session Organic Photonics and Electronics: Liquid Crystals, San Diego, Estados Unidos, 2007.

Congresos y Ferias/Exposiciones:

- Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas, “Tecnologías Ópticas aplicadas a las Telecomunicaciones y la Discapacidad” Exposición VII Feria Madrid por la Ciencia Madrid, España, 2006.
- J.C. Torres, C.Marcos, J.M. S. Pena, I. Pérez, R. Manzanares, “A Comparative Electrical Study of Series and Parallel Tunable Resonators Based on a Nematic Liquid Crystal Cell as Variable Capacitance” ECLC’07, Lisboa, Portugal, 2007.

- I. Pérez, J.C. Torres, Carlos Marcos, R. Manzanares, J.M. Sánchez-Pena, “Obtención de la respuesta electro-óptica de dispositivos de cristal líquido antiferroeléctrico a partir de la medida de la corriente” OPTOEL’07, Bilbao, España, 2007.
- J.C. Torres, J.M. Sánchez-Pena, Carlos Marcos, I. Pérez “Optical Retardation Measurement of Smectic Liquid Crystal Devices based on Interferometry” CLC’07, Varsovia, Polonia, 2007.
- V. Urruchi, C. Marcos, J. Torrecilla, J.M. Sánchez-Pena, R. Dąbrowski, “Tunable notch filter based on liquid crystal for microwave applications” 9th Conference on Liquid Crystals, Międzyzdroje, Poland, 2011(aceptado).
- C. Marcos, J.C. Torres, D. Barrios, J.M. Sánchez-Pena, D.S. Montero, C. Vázquez “Wind tunnel air velocity sensor using plastic optical fiber as detector of vortex shedding” 20th International Conference on Polymer Optical Fibers, Bilbao, 2011 (aceptado).
- Carlos Marcos, Javier Torrecilla, Virginia Urruchi, José M. Sánchez-Pena “Dispositivo de fase sintonizable para microondas basado en cristal líquido” XXVI Simposio de la URSI, Leganés, 2011 (aceptado).

Transferencia Tecnológica:

- Título del Contrato: Optoelectronic Velocity Measurements System
Entidad financiadora: Sandia National Laboratories (USA)
Duración desde: Marzo/2008 hasta: Agosto/2008
Investigador principal: José M. Sánchez Pena
Departamento: Tecnología Electrónica (UC3M)
Número de investigadores participantes: 2
Financiación recibida: 15.240 €
- Título: “Optical Sensor to Measure the Projectile Velocity” Technological Proposal (ref. TO_ES_33708), Aerodays 2011. Brokerage Event in Aeronautics, Madrid, Spain, 2011.
- Sensor óptico para la medida de velocidad de proyectiles
Oferta Tecnológica UC3M (Ref. OO UC3M 39)
<http://hdl.handle.net/10016/2596>
Área tecnológica: Tecnologías Aeroespaciales

Nota: Esta oferta tecnológica ha recibido desde su publicación 1.900 visitas y se ha descargado 1.200 veces el fichero informativo correspondiente. Los países con un mayor índice de visitas son EEUU (586), España (243), México (177) y Argentina (104). Fecha de toma de datos: 29/06/2011.

Como información adicional, se listan a continuación los proyectos en los que ha participado el doctorando más ligados a la realización de este trabajo de tesis.

Proyectos y contratos:

- Título del Contrato: Proyecto de Investigación en Sistemas Avanzados para un avión más eco-eficiente (PROSAVE): Aplicaciones Fotónicas
Entidad financiadora: EADS (Proyecto CENIT-2010 liderado por CESA)
Duración desde: 06/2010 hasta: 12/2013
Investigador principal: José M. Sánchez Pena
Instituto: Centro Mixto UC3M-EADS
Número de investigadores participantes: 8
Financiación recibida GDAF-UC3M: 499.000 €
Financiación total: 12,38 M€

- Título del proyecto: Dispositivos Avanzados de Cristal Líquido y de Diodos Orgánicos Electroluminiscentes, Aplicaciones Híbridas para Visión 3D (TEC2009-13991-C02-01)
Duración: 01/01/2010 - 31/12/2012
Entidad financiadora: Ministerio de Ciencia e Innovación
IP: Virginia Urruchi del Pozo
Financiación recibida: 117.870 €

- Título del proyecto: Fotónica Aplicada a la Creación de Tecnologías Ópticas y su Transferencia a Empresas (FACTOTEM1-CM, Ref. S-0505/ESP/000417)
Duración: 01/01/2006 - 31/12/2009
Investigador principal: José M. Otón Sánchez (UPM)
Investigador responsable por UC3M: José M. Sánchez Pena
Entidades Participantes: Grupo de Fotónica Aplicada (UPM), Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas (UC3M), Departamento de Metrología (CSIC) y Grupo de Optoelectrónica Orgánica (URJC)
Número de investigadores participantes: 20
Financiación recibida total: 539.520 €
Financiación recibida UC3M: 145.000 €

- Título del proyecto: Fotónica Aplicada a la Creación de Tecnologías Ópticas y su Transferencia a Empresas (FACTOTEM2-CM, REF. S2009/ESP-1781)
Duración: 01/01/2010 - 31/12/2013
Entidad financiadora: Comunidad de Madrid
Investigador principal: José M. Otón Sánchez (UPM)
Investigador responsable por UC3M: José M. Sánchez Pena
Entidades Participantes: Grupo de Fotónica Aplicada (UPM), Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas (UC3M), Departamento de Metrología (CSIC), Grupo de Optoelectrónica Orgánica (URJC), GRIFO (UAH), Laboratorios II-IV (CSIC)
Número de investigadores participantes: 36
Financiación recibida total: 1.046.095 €
Financiación recibida UC3M: 188.384 €
- Título del proyecto: Desarrollo de Pantallas basadas en Cristales Líquidos Antiferroeléctricos y Diodos Orgánicos Electroluminiscentes para Sistemas Portátiles Especializados de Alto Valor Añadido (Ref. TEC2006-13392-C02-01)
Duración: 2006-2009
Entidad financiadora: MEC
IP: José M. Sánchez Pena
Financiación recibida: 157.300 €
- Título del proyecto: Optimización de Ventanas Inteligentes para Aplicaciones Domóticas y Diseño de la Electrónica de Control, Ref. PTR95-0940.01.OP
Entidad financiadora: MEC
Duración, desde: 07/2005 hasta: 07/2007
IP: José M. Sánchez Pena
Financiación recibida: 52.800 €

También se incluye información complementaria de carácter académico del doctorando no vinculada directamente a este trabajo de tesis.

Artículos en revistas científicas indexadas en JCR:

Artículos en revistas científicas no indexadas en JCR:

- J. Pomposo, C. Pozo, R. Vergaz, J.C. Torres, D. Barrios, C. Marcos-Lucas, V. Urruchi, J.M. Sánchez-Pena, R. Coco, R. Cuadrado, B. Coco, J.A. Lázaro, I. Fernández, “Desarrollo de Filtros Electrocrómicos para Aplicaciones en la Rehabilitación Visual de Pacientes con Enfermedades Hereditarias de la Retina y la Coroides” VISIÓN. REVISTA DE LA FARPE, Vol. 32, p. 4, 2008.

Congresos:

- J.C. Torres, C. Marcos, R. Vergaz, José M. Sánchez-Pena, R. Coco, R. Cuadrado, B. Coco, C. Coco, I. Fernández, “Development of Electrochromic Filters for Visual Rehabilitation” Reducing Disparities in Eye Disease and Treatment, ARVO 2009, Florida, USA, 2009.
- J.C.Torres Zafra, C. Marcos Lucas, R.Vergaz, J. M.Sánchez Pena, “Proximity Detection in a Head Mounted Display Stereoscopic System”, First European Congress on Visual Impairment, Valladolid, Spain, 2010.
- J.C. Torres Zafra, R. Vergaz, J. C.Torres Zafra, C. Marcos Lucas, D. Barrios, V. Urruchi, J.M. Sánchez Pena, C.Pozo Gonzalo, R. Coco, B.Coco, R. Cuadrado, “Electrochromic Filters in Spectacles for Low Vision Patients”, First European Congress on Visual Impairment, Valladolid, Spain, 2010.
- David Barrios, Juan Carlos Torres, Carlos Marcos, Plinio J. Pinzón, Ricardo Vergaz, Jose M. Sánchez-Pena, Ana Viñuales, “Dependencia con el espesor y el área de los parámetros del modelo de circuito eléctrico equivalente de dispositivos de cristal líquido disperso en polímero sobre substrato de cristal” OPTOEL’11, Santander, España, 2011.

